ANNO II • NUM. 8

OTTOBRE 1947

ELETTRONICA

LIRE 150

IN QUESTO NUMERO:

L'ultimo prodotto della tecnica PHILIPS. Un grande apparecchio in dimensioni minime. Tutte le stazioni trasmittenti in forte e chiara ricezione, senza antenna.

PHILIPS

ANNO II
NUM. 8

OTTOBRE
1947

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Direttore Tecnico: ING. PROF. G. DILDA

CONSIGLIO TECNICO DI REDAZIONE: Ing. N. Aliotti, R. Bertagnoli, Ing. S. Bertolotti, Dott. M. Bigliani, Prof. Ing. M. Boella, Ing. C. Caveglia, Ing. E. Cristofaro, Ing. C. Egidi, Ing. C. Federspiel, Prof. Ing. A. Ferrari Toniolo, Ing. I. Filippa, Ing. M. Gilardini, Ing. G. Gramaglia, Dott. G. Gregoretti, Dott. N. La Barbera, Ing. M. Lo Piparo, Ing. G. B. Madella, Ing. A. Marullo, Prof. Ing. A. Pinciroli, Dott. O. Sappa, Ing. E. Severini, Ing. G. Torzo, Ing. R. Vaudetti, Arch. E. Venturelli, Ing. G. Vercellini, Ing. G. Villa, Ing. G. Zanarini.

Direttore Responsabile: P. G. PORTINO

SOMMARIO

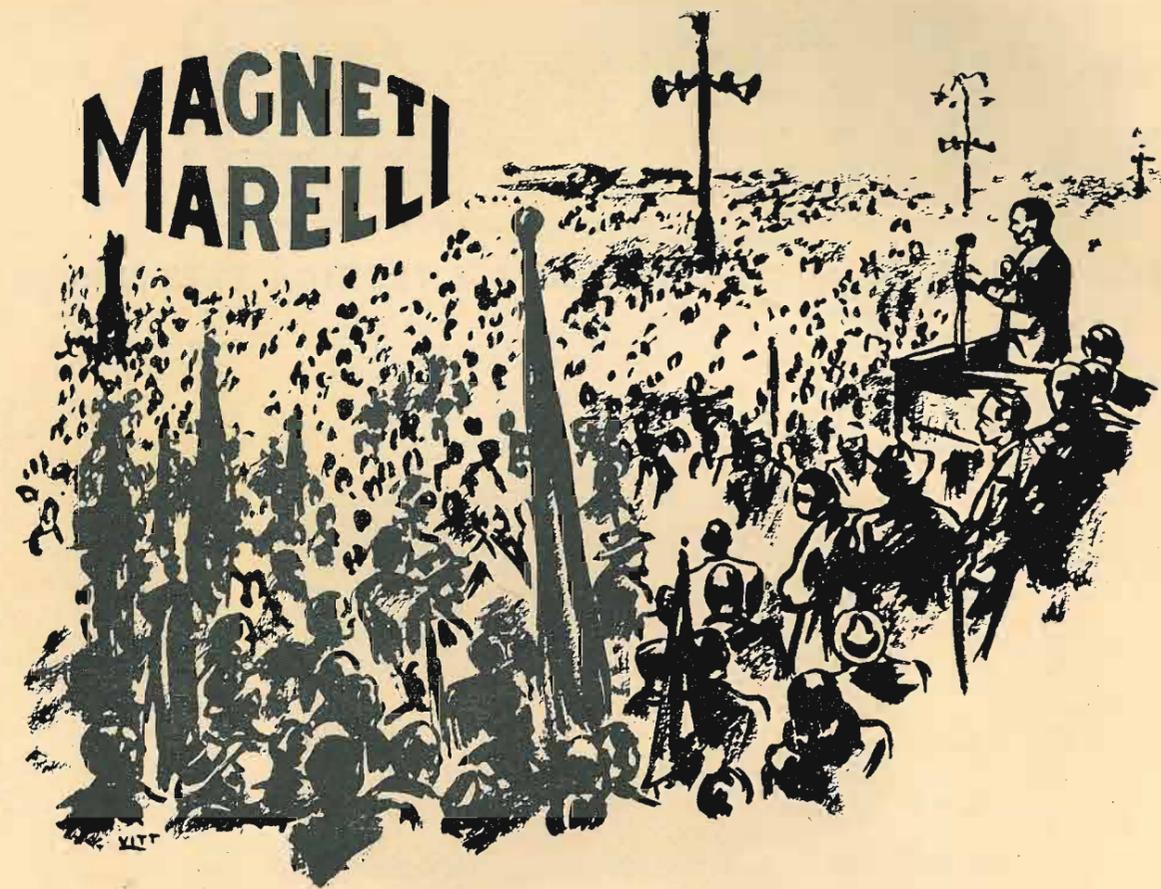
REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Corso G. Matteotti 46 . Tel. 42514 (Sede provvisoria)
Conto Corrente Postale n. 2/30126 - Autorizzazione P. 325 A.P.B.

Un numero in Italia L. 150 (arretrato L. 200); all'Estero L. 300 (arretrato L. 400)

ABBONAMENTI: Annuo in Italia L. 1500; all'Estero L. 3000; Semestre in Italia L. 800; all'Estero L. 1700

La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista.

La proprietà degli articoli, fotografie, disegni, è riservata a termine di legge. Gli scritti firmati non impegnano la Direzione

Manoscritti e disegni non si restituiscono

... intelligibilità perfetta con gli impianti di diffusione sonora magneti marelli

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI
MILANO

NOTIZIE BREVI

XLVIIIª RIUNIONE ANNUALE DELL'A.E.I. A TORINO

Il convegno annuale dell'Associazione Elettrotecnica Italiana, di cui si è data notizia nel numero scorso, si è iniziato domenica 21 settembre con l'omaggio alla tomba di Galileo Ferraris. Nel pomeriggio a Palazzo Madama, presenti le Autorità cittadine e i 500 partecipanti al congresso, si è svolta la seduta inaugurale. Al tavolo d'onore prendevano posto il presidente generale dell'A.E.I. ing. Selmo, i vicepresidenti ing. Masturzo e ing. Semenza, il segretario generale prof. Barbagelata. Notati molti insigni esponenti della scuola, delle cariche pubbliche e delle industrie private e alti funzionari del Ministero delle Comunicazioni.

Dopo il saluto del sindaco di Torino on. Negarville, l'ing. Selmo ha pronunciato il discorso inaugurale al quale è seguito quello del Ministro delle Comunicazioni on. Corbellini, letto, per la forzata assenza del Ministro, dall'ing. Semenza del Politecnico di Milano. Dopo aver rievocato la figura e l'opera di Galileo Ferraris, l'on. Corbellini ha delineato i piani necessari per l'incremento della produzione di energia, che deve raggiungere tra il 1948 e il 1952 la media annuale di 5 miliardi di kWh. Alla Conferenza di Parigi per il piano Marshall è stata presentata la necessità di una produzione crescente da 20800 milioni di kWh nel 1947 a 31260 milioni nel 1951.

Importanti le notizie fornite dal Ministro sulle opere in corso per l'elettrificazione delle nostre Ferrovie.

Una vibrante acclamazione suggella nella sala il saluto ai soci della sezione triestina; il prefetto dott. Ciotola apre quindi, in nome del Governo, i lavori del congresso. Un signorile ricevimento chiude la prima giornata.

Le adunanze di studio, sul tema della produzione di energia elettrica, si sono svolte nei giorni successivi in una grande sala dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris. Il primo giorno, lunedì 22, durante la discussione di numerose memorie e relazioni, si è presa, tra l'altro, in esame la questione delle disponibilità di energia elettrica nel quadro dell'economia energetica europea. Nel pomeriggio si è riferito sullo stato attuale delle centrali termoelettriche a vapore.

Il secondo giorno, il congresso si è occupato di turbine a gas, di possibilità di utilizzazione dell'energia del vento e dell'energia atomica. Nel pomeriggio si è effettuata una visita agli stabilimenti della Fiat Mirafiori.

Il terzo giorno, prima di iniziare le sedute, i congressisti hanno visitato l'Istituto Elettrotecnico Nazionale; han potuto così rendersi conto del vasto lavoro che ivi viene svolgendosi, sotto la guida del prof. Giancarlo Vallauri, sia nel campo delle così dette « correnti forti », sia in quello delle « correnti deboli »; lavoro da una parte di carattere didattico e più tipicamente di ricerca scientifica, dall'altra volto anche a prove, indagini, consulenze al servizio diretto dell'industria nazionale.

Si è quindi discusso ancora delle centrali termoelettriche a gas e sulla utilizzazione delle forze endogene nazionali.

Nel pomeriggio l'assemblea ha solennemente commemorato Galileo Ferraris. Il prof. Silva ha riassunto le conclusioni di lunghe e minuziose indagini storiche le quali provano inequivocabilmente che l'invenzione del campo magnetico rotante prodotto con correnti polifasi è dovuta al grande italiano. Tali indagini, insieme con un ricco materiale documentario, sono esposte nel fascicolo di settembre de « L'Elettrotecnica ».

Successivamente il prof. Carrer parla dello sviluppo avuto dalle macchine asincrone.

Ha quindi luogo l'assemblea dell'Associazione Elettrotecnica Italiana. Il presidente, tra l'altro, comunica che, su proposta del prof. Vallauri, saranno ripresi i cicli di taratura dell'A.E.I.; apposite lampade campione saranno fatte circolare prossimamente fra i laboratori italiani per essere oggetto di misure.

Le successive giornate giovedì e venerdì 25 e 26 settembre sono state dai convegnisti dedicate alla visita di impianti e stabilimenti. Quindi, come previsto, un treno speciale ha condotto a Roma i convegnisti che dovevano prendere parte al Congresso Marconiano.

N. L. B.

CENTENARIO DEL 1848

Il Municipio di Torino ha pubblicato il manifesto per la celebrazione del centenario del 1848. In quell'anno si iniziava — per volere di popolo — l'unità d'Italia. Il primo Parlamento, da Torino — prima Capitale d'Italia — inquadrava e dirigeva la vita nazionale con le nuove libertà statutarie.

Torino, culla del Risorgimento, chiama a sè tutta l'Italia per documentare con una rassegna palpitante e vitale — che si svolgerà nel 1948 — la marcia della Nazione nei cento anni trascorsi.

Sarà la rassegna di quanto abbiamo fatto nel campo della cultura, dell'industria, dell'agricoltura, dell'artigianato, dei commerci, della legislazione sociale ed ovunque l'iniziativa dei privati e degli Enti ha cooperato al progresso italiano.

Sarà il mezzo più idoneo per riconoscerci e rinnovarci in una concordia di spiriti, di intenti, di opere.

Il Municipio di Torino, costituito un apposito Comitato Coordinatore, intende guidare a tal fine le più valide energie cittadine, piemontesi ed italiane: tutti sono quindi espressamente invitati a contribuire a dare largo impulso all'iniziativa.

CONFERENZA DI M. J. O. STRUTT

Martedì 23 settembre, presso la Sede dell'Associazione Elettrotecnica Italiana di Torino, il Dott. M. J. O. Strutt, Direttore del Laboratorio di Fisica della Philips di Eindhoven ha tenuto una conferenza, in lingua francese, su « IL GUADAGNO DI SENSIBILITA' DEGLI STADI AMPLIFICATORI E CONVERTITORI DI FREQUENZA PER LE ONDE METRICHE E DECIMETRICHE ».

Il conferenziere, ben noto per i suoi numerosi ed importanti lavori nel campo scientifico e tecnico, è stato presentato dal presidente della sezione. Egli ha trattato del guadagno ottenibile nel campo delle onde ultracorte e della riduzione del fruscio elettronico dei tubi che può essere ottenuto con metodi di retroazione.

La conferenza, accompagnata da proiezioni, ha destato

molto interesse nei convenuti che hanno vivamente applaudito il conferenziere con il quale essi si sono infine lungamente trattenuti in cordiale colloquio sui problemi destati dall'esposizione e su quelli riguardanti la ripresa dell'attività della grande Casa Olandese.

G. D.

LA XIV MOSTRA DELLA RADIO

Dal 4 al 13 ottobre si è tenuta a Milano la XIV Mostra della Radio; prima di questo travagliato dopo guerra.

Alla cerimonia di apertura hanno presenziato le autorità fra cui il Ministro delle Telecomunicazioni On. Merlin, il quale nel suo discorso, elogiando gli industriali per la loro iniziativa, ha ricordato come noi, in fatto di densità radiofonica, occupiamo uno degli ultimi posti, ed ha quindi spronato tutti gli interessati a far sempre meglio, onde anche l'Italia possa gradualmente salire nel rango di quelle Nazioni ove la radio è molto diffusa.

Abbiamo visitato la Mostra ma, come ebbe a dire il rag. Soffietti, nessuna novità di notevole importanza è stata presentata. Il 5 valvole tiene incontrastato il campo, e una timida apparizione di un 3 valvole non minaccia, per ora, la posizione del classico apparecchio, quale ricevitore popolare.

Sembra che la Mostra non abbia ottenuto un buon successo dal lato affari, si è avuta l'impressione di una contrazione negli acquisti. Questo è certamente dovuto all'attuale situazione creditizia, che fa apparire nebuloso il domani, ed è certo che, appena saranno superate le attuali difficoltà, gli affari non conclusi alla Mostra verranno stipulati nelle loro naturali sedi.

La radio in Italia ha possibilità di sviluppo grandissime e la nostra industria è certamente all'altezza di soddisfare le esigenze del pubblico, occorre però che anche il governo si interessi di questa attività non solo per far pagare il dovuto, ma per liberarla da quelle pastoie che ne frenano lo slancio.

Anche la RAI dovrà sempre più curare le trasmissioni, mentre purtroppo oggi, le critiche che a queste si fanno, non sono certo favorevoli. In questi giorni circola la voce che il canone d'abbonamento sarà portato a L. 3000 annue, non sappiamo quale sarà l'accoglienza che verrà fatta a tale novità, novità forse logica dati i tempi inflazionistici, ma certamente poco gradita fra gli utenti e sicuramente sfavorevole alla maggiore diffusione della radio, sopra auspicata.

Ripetiamo, la radio italiana ha vaste possibilità, ma occorre che tutte le forze ad essa interessate, Governo, RAI, Industria e Commercio, si accordino e ciascuna dia quel contributo che è necessario e doveroso dare per raggiungere quelle mete che crediamo siano nei desideri di tutti.

P. G. P.

ESPORTAZIONE DI APPARECCHI RADIO

Washington, 28 luglio. Gli apparecchi radioriceventi vengono esportati dagli Stati Uniti in quantità senza precedenti. Secondo il Ministero del Commercio, non vi è dubbio che quest'anno si raggiungerà un nuovo massimo nell'esportazione di questo prodotto, per un valore di oltre 60 milioni di dollari.

Nel primo quadrimestre, l'esportazione di apparecchi radioriceventi ha raggiunto la cifre di 36 milioni 100 mila dollari, più che quintupla di quella avutasi nel primo quadrimestre dello scorso anno.

Bollettino U.S.I.S.

IL SALONE DELLA RADIO 1947 IN BELGIO

Le nazioni europee ad una ad una riprendono le consuetudini d'anteguerra. Anche il Belgio dal 6 al 15 settembre ha riaperto le porte al Salone della Radio dopo un'interruzione che durava dal 1939. La mostra, tenuta nel Palazzo del Centenario di Heysel, ha ottenuto vivo successo. Le Case Espositrici hanno contribuito con slancio alla rinascita, e questo slancio non ha deluso il pubblico belga che numeroso ha visitato la Mostra. Le Ditte Espositrici furono 127 tra nazionali ed estere; fra quest'ultime figurava la Radio Marelli che presentava i seguenti tipi ben conosciuti in Italia: 9 U 65 - 9 A 75 - 9 A 95/E - 9 A 26.

L'ORGANIZZAZIONE DELLE RICERCHE INDUSTRIALI IN INGHILTERRA

Esiste in Inghilterra, per ciascun ramo industriale, per i fabbricanti che non dispongono dei capitali necessari per tenere un laboratorio autonomo di ricerche, una Cooperativa Scientifica di ricerche. Il Dipartimento Ministeriale delle Ricerche Scientifiche industriali sovvenziona questa Cooperativa ed è in relazione tecnica con essa.

Annales des Télécommunications.

STATI UNITI: Stazione a MF di grande potenza

La F.C.C. ha autorizzato la Ditta Eitel Mc. Cullough (fabbrica di valvole Radio) a installare una stazione a MF della potenza di 50 kW. La stazione sarà montata sulla sommità del monte Diablo ad un'altezza di circa 1300 m, nei pressi di S. Francisco.

Bollettino U.R.I.

CANADÀ: Radiodiffusione a MF

12 stazioni a MF entreranno in funzione per la fine del corrente anno. Una a Toronto e due a Montreal sono già in funzione e una quarta è sul punto d'iniziare le trasmissioni a Kingston. La banda di frequenza utilizzata è quella di 88 ÷ 108 MHz.

IL CONGRESSO UNIVERSALE DELLA VOCE

Il Ministero degli Affari Esteri francese ha invitato ufficialmente tutte le Nazioni a voler partecipare al « Congresso universale della voce » che si terrà a Parigi dal 19 al 30 settembre. L'invito fa appello per la collaborazione a tutti i competenti per l'attuazione di questo vasto programma dal lato scientifico, tecnico, e artistico, per quello che interessa la voce parlata o cantata, diretta o microfonica e nelle sue evoluzioni più diverse. Per informazioni rivolgersi: 92 Avenue de Wagram (17e) Parigi.

INDIA: Indiana Radio Society

Recentemente a Cusaki è sorta l'Indiana Radio Society che ha per scopo:

incoraggiare, stimolare l'interesse per la Radiodiffusione nelle Indie e all'Estero;

organizzare esposizioni di apparecchi e di materiale Radio costruiti dai suoi membri;

organizzare riunioni, conferenze interessanti la scienza radiofonica e la radio nel campo dell'educazione, della letteratura e delle invenzioni moderne.

L'Indiana Radio Society pubblica una Rivista intitolata « Elettronews » e progetta altre pubblicazioni. Si propone di creare filiali in tutte le città dell'India e all'Estero, di offrire premi ai suoi associati e di aprire uffici d'informazioni tecniche.

INTERNATIONAL SHORT-WAVE LEAGUE

Una lega internazionale per le onde corte, è stata creata in Gran Bretagna. Conta 600 soci circa. Questa mette a disposizione dei suoi associati, un servizio di traduzioni, un servizio tecnico, relativo agli standards delle stazioni a onde corte, e un ufficio per i QSL.

STAZIONI RADIO DELL' O.N.U.

L'ultima assemblea generale dell'O.N.U. ha previsto per il 1947 una spesa di 794 mila dollari per coprire le spese necessarie all'attività in materia radio. Questa somma rappresenta più di tre volte quella spesa nel 1946.

Bollettino U.R.I.

GRAN BRETAGNA: Industria Radio

Il rapporto annuale della Radio Component Manifacturers Federation, comunica che per l'anno 1946 la produzione mensile dei pezzi staccati è di 20 milioni di pezzi e accessori radio di cui l'80 % assorbito dall'industria di apparecchi. La Federazione raggruppa 118 ditte, cioè la quasi totalità dei fabbricanti dei pezzi staccati.

Bollettino U.R.I.

COMUNICATI DELLA DIREZIONE

PRENOTAZIONE DI ELETTRONICA

Coloro che desiderano ricevere la Rivista franco di porto possono prenotarla, inviando vaglia di

L. **125** (centoventicinque)

per ogni copia all'Amministrazione: Corso Matteotti 46, Torino

CAMBIO INDIRIZZO

Per i cambi di indirizzo unitamente al nuovo indirizzo scritto in forma precisa e chiara (possibilmente a macchina) restituire la fascetta con il vecchio indirizzo allegando L. 50 in francobolli.

CORRISPONDENZA

Avvertiamo che, dato il considerevole numero di lettere che ci pervengono, siamo costretti a non rispondere a coloro i quali non allegano L. 10 in francobolli per la risposta.

ELETRICAL METERS
STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA
MODELLI DEPOSITATI
MILANO - VIA BREMBO N. 3

MISURATORE UNIVERSALE TASCABILE

MODELLO 945

IL PIÙ PICCOLO STRUMENTO PER RADIO RIPARATORI E PER USO INDUSTRIALE

Ampio quadrante con 4 scale in 3 colori. Complesso in bakelite. Contatti in lega speciale di metalli nobili.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Assorbimento: 1000 Ω/Volt

Precisione { ± 1% in continua / ± 2% in alternata

Volt 1-5-10-50-250-500 / mA 1 - 10 - 100 - 500 } alternata e continua

0 - 1000 / 0 - 100 000 } Ω (due portate)

0 - 5 M Ω alimentazione c. a. } sull'annesso pettine

Capacità 2 portate „ „ } di riferimento

Pila interna - Regolazione di messa a zero - *Strumento schermato* - Peso gr. 350 - Ingombro 94x92x36 mm.

Si forniscono a parte shunt sino a 20 A. e resistenze addizionali sino a 2000 Volt.

RADIO MODERNE *per la radio-soddisfazione*

I tre apparecchi radio, creati dalle Industrie Riunite Bertoncini di Bergamo, sono quanto di migliore e di più moderno sia stato realizzato nel campo nazionale della radio. Le moderne radio-gioiello "Toti" e "Leila" e il radio-fonografo "Malombra" non hanno nulla da invidiare alle radio di marca famosa. Il loro circuito è l'espressione della tecnica più progredita, così come l'applicazione delle valvole rosse rappresenta la garanzia più sicura di un'audizione perfetta. Gli apparecchi radio-gioiello Bertoncini creano veramente la più completa radio-soddisfazione.

Toti

Supereterodina a 4 valvole rosse. Ricèzione di due campi d'onda. Onde medie e onde corte. Alta sensibilità e gradevole riproduzione. Potenza d'uscita 2,5 watt. Scala in cristallo. Alimentazione su tutte le reti c. a. Presa per fonografo. Mobile in noce ed acero di finissima esecuzione.

Leila

Supereterodina a 5 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda. 1 campo onde medie. 3 campi onde corte. Alta fedeltà e sensibilità. Potenza d'uscita 4 watt. Controllo automatico di sensibilità, controllo manuale di volume e di tonalità. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Alimentazione per tutte le reti c. a. Mobile in noce ed acero fine e moderno.

Malombra

È un radio-fonografo a 6 valvole rosse. Ricezione di 4 campi d'onda con 2 altoparlanti di elevata potenza ed alta fedeltà. Controllo automatico di sensibilità. Moderno attacco di pick-up per il fonografo. Scala in cristallo di ampie dimensioni. Mobile elegante di moderna concezione.

BB

UFF. PROPAG. BERTONCINI - BERGAMO

INDUSTRIE RIUNITE L. BERTONCINI - BERGAMO

Migliorate e rinnovate i vostri apparecchi con autotrasformatori General Radio

General radio

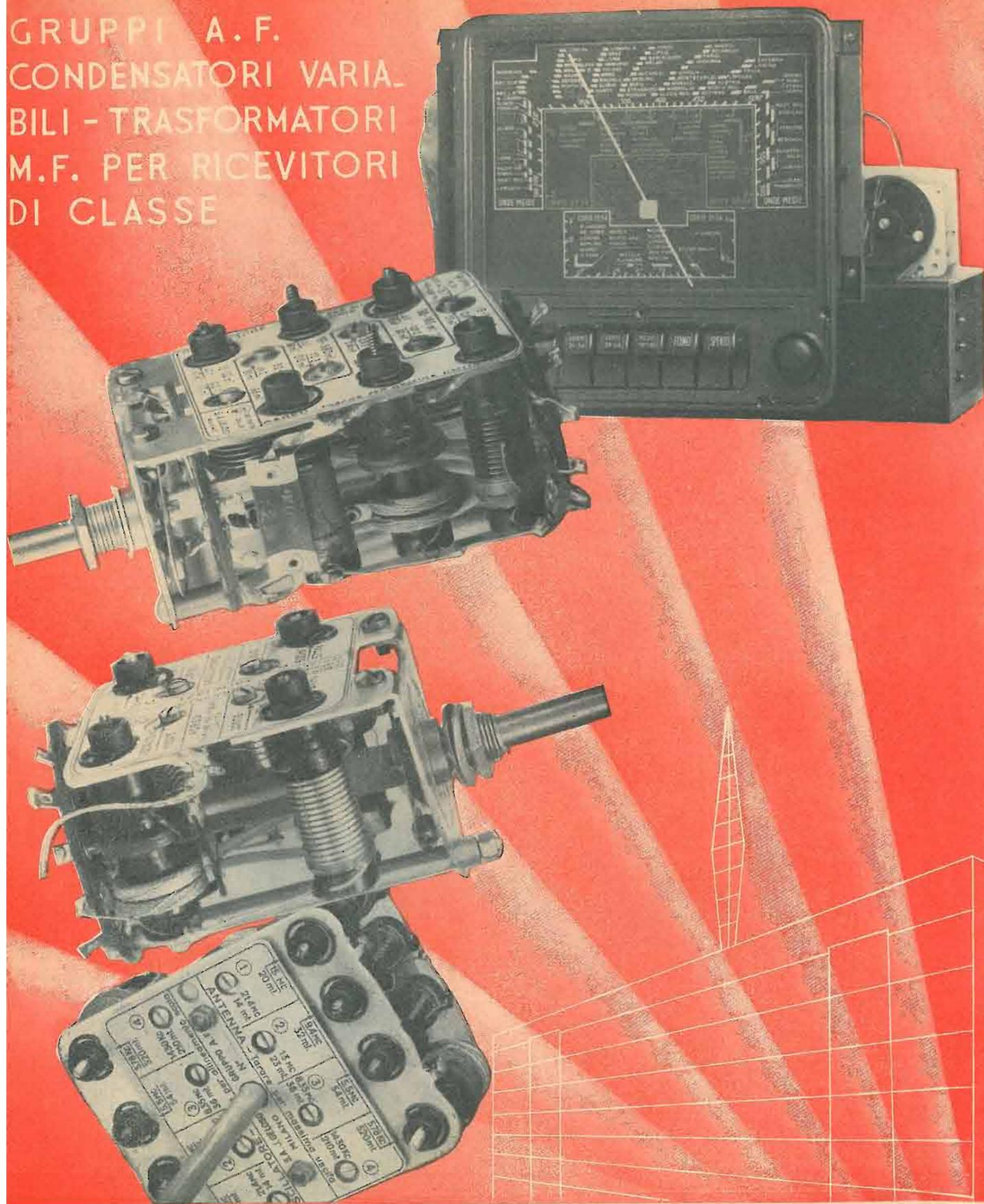
GENERAL RADIO

V. BIANCA DI SAVOIA - 2 — MILANO — TELEFONO 578.835

Commissionaria di vendita della S. A. FIVRE e S. A. SALEA

Valvole termoioniche - Lampade per illuminazione - Radioprodotti AROS - Sili smaltati - Lega per saldare - Parti staccate.

GRUPPI A. F.
CONDENSATORI VARIABILI - TRASFORMATORI
M.F. PER RICEVITORI
DI CLASSE

GELOSO
RADIOPRODOTTI

note di redazione

RECENSIONI: riassunti o segnalazioni? Una rivista ha il compito di tenere al corrente i suoi lettori del continuo e progressivo evolversi della scienza e della tecnica nel ramo a cui la rivista stessa si indirizza. Tale compito, oltre che con gli articoli dei suoi collaboratori, che possono costituire essi stessi un contributo al progresso suddetto, viene adempiuto riassumendo e segnalando gli articoli e i lavori più interessanti che appaiono sulle altre riviste. Desideriamo fare alcune considerazioni sui metodi seguiti per svolgere questo compito di informazione.

La preparazione delle recensioni può seguire due sistemi, con tutte le gradazioni intermedie, s'intende. Nel primo di essi il riassunto di ciascun lavoro, prescelto per la recensione, viene sviluppato in maniera sufficente, riportando le figure più interessanti e i dati più caratteristici, in modo che il lettore risulti veramente informato sul contenuto dell'articolo e, nella maggioranza dei casi, non senta la necessità di ricorrere al lavoro originale. In tal caso la recensione provvede quasi a sostituirsi al lavoro che è stato riassunto e facilita il lettore evitandogli difficoltà di traduzione, di ricerca e di acquisto delle riviste. Nel secondo caso invece la recensione viene limitata a poche righe, appena sufficenti per indicare, poco più chiaramente di quanto non consenta la lettura del titolo, l'argomento trattato. In tal caso ovviamente si tratta di una semplice segnalazione ed il lettore che s'interessi alla materia indicata deve ricorrere all'articolo originale. Questo secondo sistema, che ha il solo scopo di facilitare nelle ricerche bibliografiche, consente, peraltro, di segnalare, in uno spazio limitato, molti lavori.

Personalmente sono decisamente favorevole al primo sistema che è quello seguito da "Elettronica". Ciò perchè ritengo che il metodo delle segnalazioni, per essere utile dovrebbe, se non completo ciò che è praticamente impossibile, essere almeno molto esteso. In tal caso però, a parte la difficoltà di procurarsi il gran numero di riviste da recensire e la massa di lavoro necessario, nonostante la brevità di ciascuna segnalazione, lo spazio richiesto risulterebbe notevole.

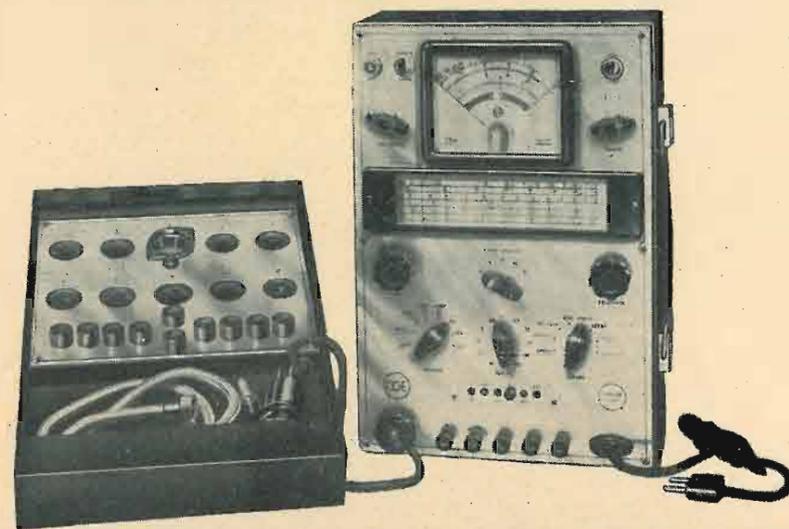
La convinzione sopra esposta sarebbe ancora più ferma se fosse possibile mettere d'accordo tutte le diverse iniziative esistenti in Italia che provvedono alla pubblicazione di recensioni. È noto infatti che pubblicazioni del genere vengono fatte da quasi tutte le riviste e da altre fonti. Tanto per citare alcune delle più importanti nel nostro campo ricordiamo il Consiglio Nazionale delle Ricerche che pubblica le recensioni sulla sua rivista Ricerca Scientifica e Ricostruzione, il centro di Elettrologia di Padova (ex Centro Volpi) che ora ha ripreso la pubblicazione del suo Bollettino, l'A.E.I. sull'Elettrotecnica (in verità le recensioni dell'Elettrotecnica sono qualche cosa di mezzo fra le due sopra indicate) ecc. Inoltre vi sono numerose ditte private (Gruppo FIAT, STET, Edison, ecc.) che pure pubblicano bollettini di recensioni.

Ora, se fosse possibile mettere d'accordo tutte queste iniziative in modo da raccogliere in un'unica pubblicazione le segnalazioni raccolte sistematicamente e senza esclusioni, dal maggior numero possibile di riviste, allora veramente tale pubblicazione diverrebbe preziosa. Ed in tal caso non succederebbe più, come capita ora, che un articolo si trova recensito in ciascuna delle diverse pubblicazioni mentre un altro, pure importante, non appare in nessuna di esse. E non sarebbe neppure necessario suddividere il lavoro di ricerca bibliografica, già per sè stesso lungo e pesante, nelle diverse riviste ma sarebbe sufficente la consultazione di quell'unica pubblicazione a ciò dedicata, la quale offrirebbe altresì la garanzia di non trascurare nulla di importante. Molto posto, ora occupato nelle riviste per tali segnalazioni, resterebbe libero per gli articoli (che così potrebbero essere pubblicati più tempestivamente) oppure per riassunti del tipo esteso.

Tutte le persone consultate condividono l'idea sull'opportunità di raccogliere in un'unica rivista, dedicata esclusivamente a ciò, il maggior numero di segnalazioni possibile, ma, in mancanza di essa, alcuni pensano che non sia male, nel segnalare le pubblicazioni ricevute, riportare il loro sommario. Abbiamo tentato di farlo, ma le sole riviste italiane che pervengono alla redazione già occupano in tal modo troppo spazio. Da questo numero restringiamo la segnalazione solamente al titolo di quegli articoli che possono avere attinenza con il campo dell'elettronica ed estenderemo ben presto tale segnalazione alle riviste straniere che pervengono alla redazione. Vedremo se lo spazio occupato non risulterà eccessivo e saremo grati a quei lettori che vorranno comunicarci la loro opinione in proposito.

G. D.

STRUMENTI DI MISURA PER RADIOTECNICA

Misuratore Universale Provavalvole Mod. 147

Oscillatore - Misuratore Universale - Provavalvole Mod. 106

Voltmetro elettronico Mod. 52

Regolatore manuale di tensione Mod. 55

Misuratore Universale Portatile Mod. 148

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ - MILANO

RICERCHE SPERIMENTALI SUI MICROFONI A CONDENSATORE (*)

dott. ing. ITALO BARDUCCI e dott. ing. PIERO GIORGIO BORDONI

dell'Istituto Nazionale di Elettroacustica "O. M. Corbino" ROMA

SOMMARIO. Si esamina l'influenza della pressione atmosferica, dell'invecchiamento e della temperatura ambiente sulla sensibilità di quattro microfoni a condensatore di costruzione e caratteristiche diverse. Si trova che la pressione e l'invecchiamento non producono un effetto apprezzabile, mentre le variazioni dovute alla temperatura sono abbastanza sensibili; si indicano inoltre alcuni semplici artifizi costruttivi che possono giovare ad eliminare anche quest'ultima influenza.

1. Scopo del lavoro.

Dal 1917, anno in cui E. C. Wente riesumò il microfono a condensatore, ideato alcuni decenni prima da A. E. Dolbear, sono stati pubblicati numerosi lavori (1) che analizzano il funzionamento di questo microfono sotto un aspetto prevalentemente teorico, e riferendosi quasi sempre al caso in cui esso sia collegato con il circuito rivelatore a polarizzazione continua, proposto dallo stesso Wente. In tutti questi lavori sono però assai scarsi i dati di carattere tecnico che possano servire di guida all'industriale nella effettiva costruzione del microfono e che indichino la maniera di ottenere una sensibilità quasi indipendente non soltanto dalla frequenza, ma anche dalle condizioni dell'ambiente e dall'invecchiamento, come è necessario in un apparecchio destinato soprattutto a misure di laboratorio o ad impianti di riproduzione ad alta fedeltà. Altrettanto scarse sono le notizie sulle caratteristiche e sul comportamento del circuito rivelatore ad alta frequenza proposto da H. Riegger che da molti è ritenuto — ma a torto — di uso delicato e difficile.

Si spera perciò di portare un contributo modesto, ma non inutile, alla risoluzione dei problemi tecnici relativi alla produzione industriale del microfono a condensatore, illustrando i risultati di alcune prove eseguite presso l'Istituto Nazionale di Elettroacustica « O. M. Corbino » su quattro microfoni di costruzione e di caratteristiche diverse, adoperati normalmente per misure di campo sonoro.

In queste ricerche si è cercato di determinare l'influenza della temperatura ambiente, della pressione atmosferica e dell'invecchiamento sulla sensibilità; per la misura di quest'ultima ci si è serviti in un primo tempo del circuito di taratura in bassa frequenza con elettrodo ausiliario e polarizzazione continua. Questo metodo di misura ha però due inconvenienti principali: 1) altera, in maniera non facilmente prevedibile, la curva di risposta del microfono, a causa dell'influenza dell'elettrodo ausiliario sul moto della membrana; 2) rende difficile la eliminazione dei disturbi dovuti all'induzione della rete di illuminazione e di eventuali campi a radiofrequenza.

In un secondo tempo, essendo stato necessario ricostruire l'apparato di misura, che era andato disperso nella occupazione militare dell'Istituto, invece di riprodurre gli antichi apparecchi si è preferito usare il circuito di taratura in alta frequenza, ed è unicamente alle misure eseguite con questo circuito che si riferisce la presente nota. La scelta del nuovo metodo di taratura si è dimostrata particolarmente felice, in quanto essa elimina completamente tutti gli inconvenienti dovuti alle induzioni ed al controelettrodo, e non è affatto di uso delicato, come si poteva temere data la presenza di un circuito semiaccordato.

L'uso del circuito rivelatore in alta frequenza — al quale sono stati apportati diversi perfezionamenti — si è anzi dimostrato così conveniente da consigliarne l'estensione anche ai vibrometri a capacità, adoperati in altre esperienze (2).

I risultati ottenuti nella presente ricerca confrontati con quelli esposti in lavori precedenti permettono, tra l'altro, di apprezzare i progressi tecnici fatti in questi ultimi anni nella costruzione dei microfoni ed indicano la via di possibili miglioramenti. In particolare si può ormai ritenere completamente eliminato l'effetto dei fenomeni di invecchiamento della membrana, che una volta davano luogo a variazioni irregolari e non facilmente prevedibili, nella sensibilità (3). Inoltre l'adozione sistematica di un canaletto di comunicazione tra la cavità interna del microfono e l'aria esterna ha permesso di rendere quasi del tutto indipendente la sensibilità del microfono dalle oscillazioni della pressione atmosferica.

L'unica grandezza che esercita ancora una influenza apprezzabile sulla sensibilità è la temperatura. Si è quindi posta una cura particolare nel determinare l'entità e le probabili cause di questa influenza, e nel corso del lavoro si indicheranno alcuni semplici criteri di progetto che possono giovare a ridurla a valori trascurabili.

2. Metodo di taratura ed apparecchi usati.

La misura della sensibilità dei microfoni è stata eseguita, come si è detto, con il metodo *in alta frequenza*, che consiste nell'applicare alla membrana una pressione elettrostatica conosciuta, e nel determinare l'ampiezza delle vibrazioni prodotte, misurando la modulazione di frequenza di una tensione generata da un circuito oscillatorio, del quale il microfono costituisce la capacità di accordo. Accurate descrizioni di questo metodo si possono trovare sia nell'articolo riassuntivo indicato nella nota (1), sia in alcune delle

(1) Per quanto riguarda il funzionamento del microfono a condensatore e la bibliografia in proposito nel seguito ci si riferirà sistematicamente all'articolo: P. G. BORDONI: *Il microfono a condensatore.* « Alta Frequenza », XV, 1946, p. 167 e si farà uso delle notazioni in esso adottate.

(*) Pervenuto alla redazione il 24-V-1947.

(2) P. G. BORDONI: *Asymmetrical vibrations of cones.* « Journ. Acoust. Soc. Am. », XIX, 1947, p. 149.

(3) E. I. ABBOTT: *Calibration of condenser microphones for sound meters.* « Journ. Acoust. Soc. Am. », IV, 1933, p. 235.

memorie originali in esso citate, per esempio in quelle di E. Paolini, E. Fano, S. Ballantine [4], ecc. Si ritiene quindi inutile darne qui una nuova descrizione; ci si limiterà invece a segnalare quelle particolarità degli apparecchi adoperati [5] che li distinguono dagli altri già noti.

A questo proposito si può innanzi tutto notare che nel circuito usato (fig. 1) le variazioni della capacità collegata alla presa schermata di entrata M modulano la frequenza della valvola oscillatrice V_1, mentre potrebbe a prima vista sembrare più semplice lasciare inalterata tale frequenza,

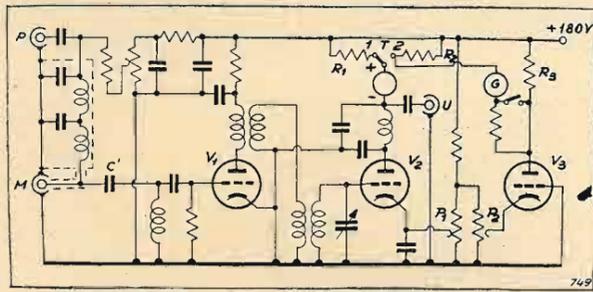



FIG. 1. - Circuito di taratura in alta frequenza; M presa schermata del microfono; U presa schermata di uscita; C' condensatore di blocco; V_1 valvola oscillatrice; V_2 valvola rivelatrice; T commutatore per il rilievo delle curve di risposta (posizione 1) e per la misura della costante di accoppiamento K (posizione 2); V_3 valvola che, insieme alle resistenze R_2 ed R_3 serve alla compensazione della corrente anodica di V_2; G microamperometro di zero.

e variare invece quella del circuito semiaccordato che si trova sulla griglia della valvola rivelatrice V_2. È invece conveniente operare nella maniera indicata per evitare che una frazione apprezzabile della tensione alternativa di polarizzazione $E'_1 \operatorname{sen} \omega t$ — che dalla presa schermata P giunge attraverso un filtro ai capi del microfono — venga amplificata direttamente dalla valvola V_2, il che introdurrebbe un errore nella misura dell'ampiezza di vibrazione della membrana. Per ottenere la massima sensibilità possibile, la capacità di accordo del primo circuito oscillatorio è costituita unicamente dal microfono e dal cavo di collegamento, in serie con la capacità di blocco C' di valore notevolmente maggiore.

La frequenza generata varia quindi leggermente a seconda del microfono adoperato, ma ciò non costituisce un inconveniente; infatti un condensatore variabile, collegato col secondo circuito oscillatorio, permette di mantenere tra i due circuiti risonanti il leggero disaccordo necessario al funzionamento dell'apparecchio.

Il circuito della figura 1 consente di misurare, oltre all'ampiezza delle vibrazioni, anche gli spostamenti statici della membrana. Se infatti si pone il commutatore T nella posizione 1, la placca della valvola rivelatrice V_2 è collegata ad una resistenza R_1 di valore elevato, ai cui capi si localizza una d. d. p. di bassa frequenza che riproduce le vibrazioni della membrana. Disponendo invece il commutatore nella posizione 2, la placca della valvola rivelatrice è collegata ad un circuito a ponte, i cui lati sono formati dalla valvola V_3, eguale alla valvola V_2, e dalle resistenze R_2, R_3, di valore eguale alla resistenza interna delle valvole. Una volta equilibrato il ponte, agendo su uno dei potenziometri di polarizzazione P_1, P_2, qualsiasi cambiamento nella capacità del microfono — producendo una variazione corrispondente della frequenza, e quindi della tensione media applicata alla griglia di V_2 — squilibra il ponte, e genera una corrente nel microamperometro G.

Come si rileva dallo schema, nel circuito rivelatore in alta frequenza sono state completamente eliminate le batterie di polarizzazione; tutte le tensioni continue, compresa quella che serve ad eccitare elettrostaticamente il microfono, sono derivate da una unica sorgente di f. e. m., che può essere costituita da un ordinario raddrizzatore a diodo. Anche i filamenti possono essere alimentati in alternata, senza inconvenienti, nè dal punto di vista della stabilità della frequenza, nè da quello dei rumori di fondo.

Analogamente a quanto si fa per gli altri microfoni, anche per quello a condensatore conviene definire la sensibilità s come rapporto tra la f. e. m. generata e la pressione acustica che la produce. Se il microfono è collegato al circuito in alta frequenza, si deve intendere per f. e. m. la d. d. p. disponibile, a vuoto, alla presa schermata di uscita U, collegata al circuito di placca della valvola rivelatrice.

Una tale definizione ha però l'inconveniente di far dipendere la sensibilità da parametri alquanto variabili, come la tensione di alimentazione delle valvole, ed il punto di lavoro lungo la curva di risonanza. Sembra perciò più conveniente scindere la s nel prodotto della sensibilità s' del solo microfono, e di quella s'' del circuito in alta frequenza; la prima può essere definita come rapporto tra le variazioni relative della capacità C del microfono e la pressione acustica P che le produce; la seconda come rapporto tra la f. e. m. generata E_1 e le variazioni di capacità all'entrata nel circuito. In simboli:

$$s = s' \, s'' \; ; \quad s' = \frac{1}{P} \frac{\Delta C}{C} \; ; \quad s'' = E_1 \frac{C}{\Delta C} \; .$$

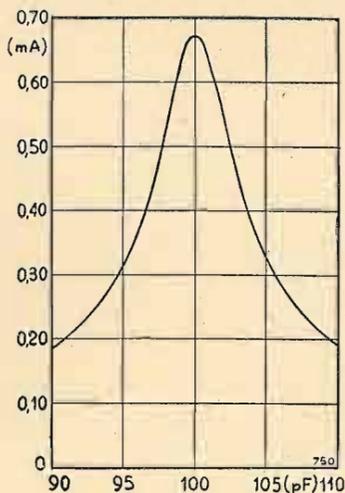



FIG. 2. - Curva di risonanza complessiva del capacimetro; in ascisse capacità collegata alla presa di entrata, in ordinate corrente anodica della valvola rivelatrice; coefficiente di risonanza $\varepsilon = f/\Delta f = 36$.

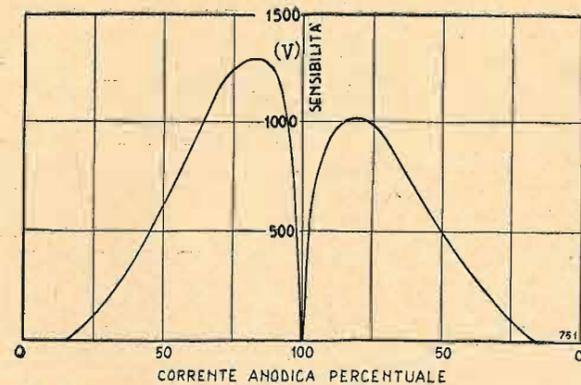



FIG. 3. - Sensibilità del capacimetro $s'' = E_1 \, C/\Delta C$ in funzione del rapporto tra la corrente anodica della rivelatrice ed il valore massimo che essa raggiunge alla risonanza.

È interessante osservare che la s'' ha le dimensioni fisiche di una d. d. p.; il circuito in alta frequenza è quindi equivalente, sotto l'aspetto della sensibilità, ad un circuito avente una polarizzazione continua: $E_0 = s'' = E_1 \, C/\Delta C$.

Nelle figure 2 e 3 sono tracciate due caratteristiche relative al circuito in alta frequenza adoperato. La prima è in sostanza una curva di risonanza complessiva, che dà le variazioni della corrente di placca della valvola rivelatrice in funzione delle variazioni della capacità di ingresso, intorno ad un valore base di 100 pF, corrispondente alla capacità media dei microfoni usati. Il coefficiente di risonanza non è molto elevato, sia a causa dell'accoppiamento dei circuiti oscillatori sia per effetto del condensatore C' (fig. 1) che, essendo collegato in serie col microfono, riduce la sensibilità dell'apparecchio nei riguardi delle variazioni di capacità di quest'ultimo; il coefficiente misurato ha tuttavia un valore di circa 36 (relativo alle variazioni di frequenza e non a quelle di capacità), ed è quindi notevolmente maggiore di quelli ottenuti da precedenti sperimentatori [6]. Nella figura 3 sono a loro volta indicati i valori della sensibilità s'' al variare della corrente di placca della valvola rivelatrice [7]. La sensibilità ha naturalmente due massimi, che corrispondono ai punti di maggior pendenza della curva di risonanza; siccome questa ultima non è perfettamente simmetrica, i due massimi differiscono alquanto tra loro. L'appiattimento della curva in corrispondenza dei massimi mostra che il funzionamento del circuito rivelatore non è affatto critico. Si può osservare che i valori della polarizzazione continua equivalente $E_0 = E_1 \, C/\Delta C$ sono dell'ordine di un migliaio di volt, molto superiori cioè alle tensioni che è effettivamente possibile applicare al microfono nel circuito a polarizzazione continua, le quali non possono generalmente superare $100 \div 200$ V, senza che si producano scariche tra i due elettrodi.

La costante specifica di accoppiamento elettrostatico $K = P/V^2$ — che esprime il rapporto tra la pressione elettrostatica P che si esercita sulla membrana, ed il quadrato della d. d. p. V che la produce — è stata misurata nel modo consueto, facendo agire sulla membrana una piccola depressione statica nota, generata con un micromanometro, e compensandone gli effetti mediante una attrazione elettrostatica prodotta da una d. d. p. continua V. In queste condizioni gli spostamenti della membrana dalla sua posizione di riposo sono rivelati dal circuito della figura 1, con il commutatore T disposto nella posizione 2. Come si è detto la depressione è generata mediante un micromanometro a vasi comunicanti, che permette di leggere direttamente la differenza di livello dell'acqua nei due vasi (dell'ordine di alcuni decimi di millimetro), oppure mediante un generatore tarato del tipo proposto da E. Paolini [4]. L'uso di quest'ultimo è stato reso più comodo sostituendo all'introduzione di un peso noto di acqua, l'immersione di un'asta cilindrica calibrata. Il rapporto tra la sezione del recipiente e quello dell'asta è stato preso eguale a 100, in modo che, ad un aumento di pressione di 1 mm

TABELLA I.

Caratteristiche costruttive dei microfoni provati.

Microfono	Costruzione	Diametro della membrana (mm)	Spessore della membrana (mm)	Materiale della membrana	Capacità (a 20°C) (pF)	K (a 20°C) ($Nw \cdot m^{-2} \cdot V^{-2}$)	Sensibilità(*) complessiva s a 1000 Hz ($V . Nw^{-1} . m^{+2}$)
1	Allocchio Bacchini	32	—	—	102	$1{,}46 \cdot 10^{-3}$	0,0125
2	R. C. A., tipo UZ 4083 A	43	—	Dural	96	$0{,}54 \cdot 10^{-3}$	0,0385
3	R. C. A., tipo UZ 4083 A	43	$1{,}2 \cdot 10^{-2}$(**)	Alluminio	116	$1{,}35 \cdot 10^{-3}$	0,200
4	R. C. A., tipo UZ 4083 A	43	$5 \cdot 10^{-2}$	Dural	155	$1{,}08 \cdot 10^{-3}$	0,105

(*) La sensibilità complessiva s è relativa alla connessione con il circuito rivelatore in alta frequenza avente una sensibilità propria $s'' = 1000$.
(**) Due fogli di alluminio da $0{,}6 \cdot 10^{-2}$ mm incollati con mastice di celluloide.

[4] E. PAOLINI: *Criteri di progetto e taratura dei microfoni elettrostatici.* « A. F. », VIII, 1939, p. 219.
E. FANO: *Apparecchiatura per tarature di microfoni elettrostatici.* « A. F. », VII, 1938, p. 486.
S. BALLANTINE: *Technique of Microphone Calibration.* « Journ. Acoust. Soc. Am. », III, 1932, p. 219.

[5] Il progetto dell'apparato di misura è in gran parte dovuto all'ing. M. Nuovo.

[6] A. FERRARI-TONIOLO: *Telefonia fra ambienti rumorosi.* « Alta Frequenza », IX, 1940, p. 4.

[7] La misura della sensibilità s'' può essere fatta applicando al circuito in alta frequenza variazioni di capacità ΔC note, ottenute mediante un condensatore rotante, oppure utilizzando il tratto iniziale della curva di taratura di un microfono a condensatore, nel vuoto. Questo secondo metodo sarà descritto più oltre, nel paragrafo riguardante l'influenza della pressione atmosferica sulla sensibilità.

FIG. 4. - Curve di risposta alla temperatura di 20° dei quattro microfoni, contrassegnati dai rispettivi numeri d'ordine (vedi tabella I). Per la sensibilità complessiva s il livello di riferimento (O d B) è di 10^{-2} V. $Nw^{-1} \cdot m^2$; per la sensibilità del microfono s' il livello di riferimento (O dB) è invece di $10^{-5} V \cdot Nw^{-1} \cdot m^2$. La sensibilità del circuito di taratura in alta frequenza è quindi: $s'' = s/s' = 1000$ V, come appare dalla fig. 3.

di $H_2O \simeq 10 \, Nw \cdot m^{-2}$, corrisponda uno spostamento di 100 mm dell'asta.

Alcune caratteristiche costruttive dei quattro microfoni sui quali sono state eseguite le misure sono raccolte nella tabella I; la figura 4 mostra le curve di risposta alla temperatura di 20°. Si può notare che le differenze costruttive, e l'uso di membrane di spessore e materiale differenti conferiscono ai quattro microfoni proprietà notevolmente diverse. In particolare si osserva che, salvo il microfono 2, tutti gli altri hanno uno smorzamento eccessivo, che fa sparire ogni traccia della risonanza della membrana, e produce una caratteristica di frequenza uniformemente discendente. La elevata sensibilità dei microfoni 3 e 4 è dovuta soprattutto alla maggiore sottigliezza della membrana nei confronti degli altri due.

3. Influenza della temperatura.

Le variazioni della temperatura ambiente producono tre diversi effetti suscettibili di influenzare la sensibilità del microfono ([8]):

1) alterano la costante dielettrica dello straterello d'aria compreso tra la membrana ed il controelettrodo, e quella dei materiali isolanti che sostengono quest'ultimo;
2) modificano le dimensioni geometriche del microfono, ed in particolar modo il diametro del controelettrodo, e la sua distanza dalla membrana;
3) cambiano la tensione meccanica della membrana, che ha generalmente un coefficiente di dilatazione diverso da quello degli anelli tenditori.

L'effetto 1) può senz'altro essere trascurato, perchè le variazioni che esso produce, per salti di temperatura di qualche decina di gradi, sono sicuramente inferiori

([8]) Nei quattro microfoni adoperati, come in quasi tutti i microfoni moderni, la cavità interna comunica con l'ambiente per mezzo di un canaletto; le variazioni di temperatura non producono quindi cambiamenti nella pressione dell'aria interna.

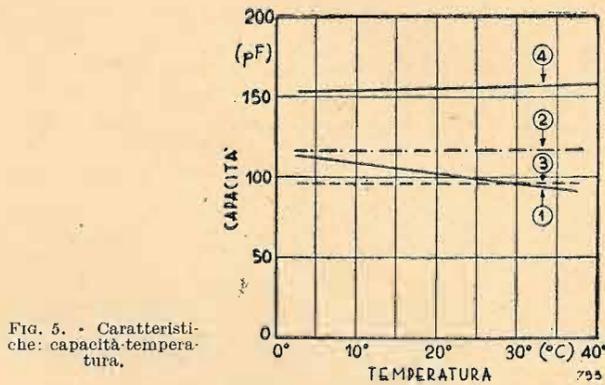



FIG. 5. - Caratteristiche: capacità-temperatura.

all'1 $^0/_{00}$; anche le variazioni di diametro del controelettrodo sono dello stesso ordine di grandezza, e quindi trascurabili. Resta perciò da tener conto soltanto della variazione di spessore dello straterello d'aria, e di tensione meccanica della membrana.

Per quanto riguarda lo spessore, le sue variazioni dipendono evidentemente in maniera essenziale dal fissaggio del controelettrodo. Se la superficie metallica di quest'ultimo è direttamente appoggiata sul bordo della membrana, con l'interposizione di un anello di materiale isolante, è prevedibile che le variazioni di spessore si mantengano abbastanza limitate, e che il coefficiente di dilatazione apparente dello straterello d'aria sia dello stesso ordine di grandezza di quello dell'anello isolante, cioè di alcune unità per 10^{-5}. Va però tenuto presente che l'anello isolante è fortemente compresso, e che le variazioni di temperatura, modificando tale compressione, possono influenzare anche indirettamente la distanza tra membrana e controelettrodo.

Se il controelettrodo è invece innestato a forzare in un anello isolante, e quest'ultimo è appoggiato sulla membrana, od è avvitato su uno dei suoi anelli tenditori, si producono dilatazioni differenziali la cui entità non è assolutamente prevedibile a priori, e che possono anche dare luogo ad un coefficiente di dilatazione apparente negativo.

La figura 5 mostra le caratteristiche *capacità-temperatura*, rilevate sperimentalmente su tutti e quattro i microfoni, e la figura 6 le analoghe caratteristiche *K-temperatura*, rilevate su tre di essi. Ricordando che è ([1]):

$$C = \varepsilon \frac{S}{d_0} \quad ; \quad K = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon}{d_0^2} = \frac{P}{V^2}$$

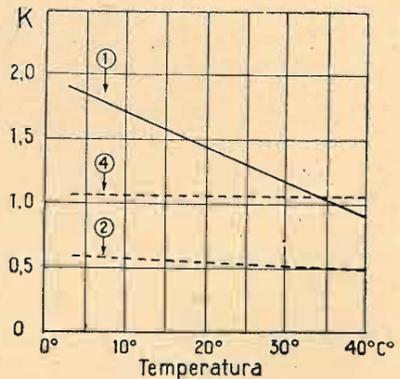



FIG. 6. - Caratteristiche: costante di accoppiamento elettromeccanico *K - temperatura*. (I valori di *K* vanno moltiplicati per 10^{-3}.

si vede che, se le variazioni di ε e di S fossero del tutto trascurabili, il coefficiente termico a_C della capacità C dovrebbe essere eguale a quello a_d della distanza d_0 tra i due elettrodi, cambiato il segno, ed eguale alla metà del coefficiente termico a_K, della costante K, cioè si dovrebbe avere: $a_C = - a_d = a_K / 2$.

Dai valori di a_C ed a_K ricavati dai diagrammi delle figure 5 e 6 e raccolti nella Tabella II si vede che nel microfono 1, per il quale a_C ed a_K hanno valori relativamente grandi, i risultati sperimentali confermano, almeno qualitativamente, le previsioni teoriche. Per gli altri microfoni la piccolezza dei coefficienti a non permette una verifica significativa, poichè le anomalie che si riscontrano rientrano negli errori di misura.

TABELLA II.

Coefficienti termici della capacità e della costante di accoppiamento.

Coefficienti termici	Microfono			
	1	2	3	4
a_C	$-64 \cdot 10^{-4}$ gradi^{-1}	—	$+4,3 \cdot 10^{-4}$ gradi^{-1}	$+9,7 \cdot 10^{-4}$ gradi^{-1}
a_K	$-189 \cdot 10^{-4}$ gradi^{-1}	$-46 \cdot 10^{-4}$ gradi^{-1}	—	—
a_K/a_C	2,94	—	—	—

Va inoltre osservato che il comportamento dei microfoni, nei riguardi delle dilatazioni termiche, non rientra completamente nel semplice schema tracciato, specialmente se sono presenti materiali isolanti capaci di espellere umidità quando siano riscaldati, come fanno molte resine sintetiche, e suscettibili quindi di modificare le loro dimensioni e le loro proprietà elastiche. In uno dei microfoni si è infatti riscontrata, nel corso di successive prove di riscaldamento, una certa tendenza della capacità a descrivere cicli aperti sempre più ristretti. Anche per questa ragione sembra quindi che la soluzione costruttiva più conveniente sia quella di appoggiare direttamente la superficie metallica del controelettrodo sul bordo della membrana, con l'interposizione di un sottile anello di materiale isolante, di proprietà meccaniche poco variabili, come può essere per esempio la mica. Nell'anello possono essere praticate scanalature radiali, per permettere all'aria di sfuggire lateralmente quando la membrana vibra.

L'influenza delle variazioni di temperatura sulla curva di risposta è ancora più complicata di quella sulla capacità e sulla costante di accoppiamento. Dalla espressione della sensibilità s' del microfono ([1]):

$$s' = \frac{s}{E_0} = \frac{1}{d_0} \frac{J_2(z)}{\left| \omega^2 \sigma J_0(z) + j\omega (\mathfrak{Z}_S'' + \mathfrak{Z}_S''') J_2(z) \right|}$$

dove:

$\omega = 2 \pi f$ = pulsazione (rad · sec^{-1});
σ = densità superficiale della membrana ($kg \cdot m^{-2}$)
J_0, J_2 = funzioni di Bessel di 1ª specie, di ordine 0 e 2;
$z = \frac{\omega a}{c'}$ = (numero puro);
a = raggio della membrana (m);
$c' = \sqrt{T/\sigma}$ = velocità di propagazione delle vibrazioni trasversali sulla membrana (m · sec^{-1});
T = tensione meccanica radiale delle membrana ($Nw \cdot m^{-1}$);
$\mathfrak{Z}_S''$, $\mathfrak{Z}_S'''$ = impedenze meccaniche specifiche di radiazione e di reazione ($kg \cdot m^{-2} \cdot sec^{-1}$);

si vede che un aumento della distanza d_0 influenza la sensibilità, sia direttamente, attraverso il fattore $1/d_0$, sia indirettamente attraverso l'impedenza $\mathfrak{Z}_S'''$ dell'aria interna al microfono che dipende da d_0 in maniera essenziale. Quest'ultimo effetto è particolarmente sensibile a bassa frequenza, allorchè la componente resistiva di $\mathfrak{Z}_S'''$ è inversamente proporzionale alla terza potenza di d_0 ([9]). Ogni variazione di temperatura produce inoltre una alterazione nella tensione della membrana, poichè quest'ultima ha generalmente un coefficiente di dilatazione maggiore di quello degli anelli tenditori; si ha quindi anche un cambiamento del coefficiente a/c' che figura nella variabile z.

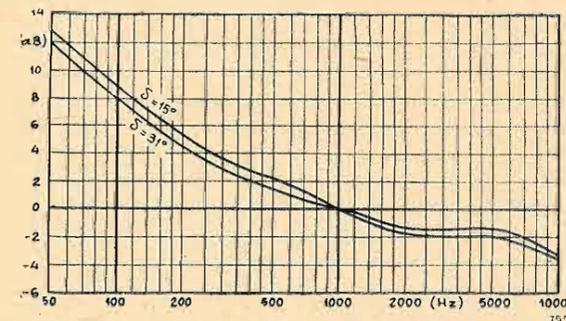



FIG. 7. - Curve di risposta del microfono 1 a diverse temperature, riferite allo stesso valore della sensibilità a 1000 Hz. Il livello di 0 dB della sensibilità s corrisponde a $10^{-2} V \cdot Nw^{-1} \cdot m^2$.

Nella figura 7 sono tracciate due curve di risposta del microfono 1, rilevate a temperature differenti; per rendere più facile il confronto le sensibilità a 1000 Hz sono state riportate allo stesso valore. Si vede che un aumento di temperatura sembra rendere più pianeggiante la curva; questo effetto è probabilmente dovuto all'apprezzabile aumento della distanza d_0, che produce una forte diminuzione nella resistenza dello straterello d'aria a bassa frequenza, mentre alle frequenze elevate ha un'influenza molto minore sulla rigidezza dello stesso strato d'aria.

([9]) Per l'espressione di $\mathfrak{Z}_S'''$ ed i valori che essa assume vedi, ad esempio: P. G. BORDONI: *Influenza della pressione atmosferica, sulle impedenze acustiche dovute alla viscosità.* «Ricerca Scientifica» XV, 1945, p. 415.

4. Influenza della pressione.

Come si è accennato la cavità interna dei microfoni adoperati comunica liberamente con l'atmosfera; la pressione ambiente non ha quindi nessun effetto sulla tensione meccanica della membrana, ma influisce sulla sensi-

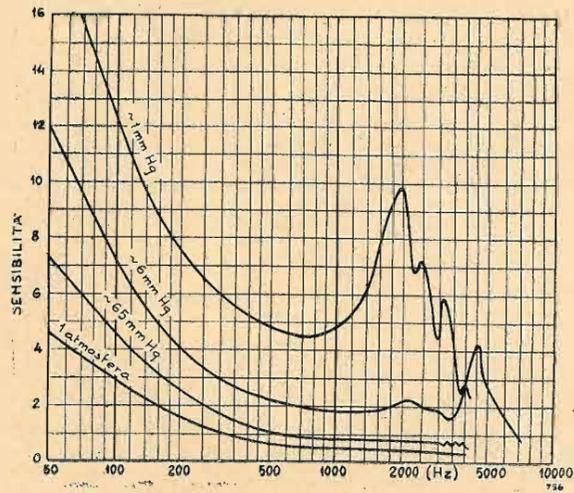



Fig. 8. - Curve di risposta di uno stesso microfono con diverse pressioni ambiente; livello di riferimento della sensibilità (0 dB) 10^{-2} V · Nw^{-1} · m^2.

bilità s' soltanto attraverso i valori delle impedenze di radiazione $\mathfrak{Z}_S''$ e di reazione dell'aria interna $\mathfrak{Z}_S'''$.

Se si rileva la curva di risposta di uno stesso microfono con pressioni ambiente decrescenti, si osserva che il suo andamento varia poco finchè la pressione non raggiunge valori molto piccoli (fig. 8).

In una precedente nota di carattere teorico ([9]) si è spiegato questo comportamento osservando che la resistenza di reazione $\mathfrak{R}_S'''$ dovuta alla viscosità dello straterello d'aria compreso tra la membrana ed il controelettrodo, è sensibilmente indipendente dalla pressione, finchè il libero percorso medio delle molecole non divenga paragonabile allo spessore dello straterello d'aria. Prendendo nelle curve della figura 8 i valori delle sensibilità a 100 Hz e riportandoli in un grafico in funzione delle relative pressioni (fig. 9), si vede che al diminuire della pressione si ha dapprima un lento accrescimento della sensibilità — do-

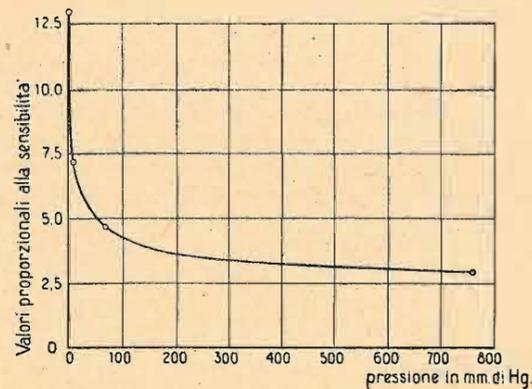



Fig. 9. - Variazioni della sensibilità a 100 Hz del microfono della fig. 8, in funzione della pressione ambiente.

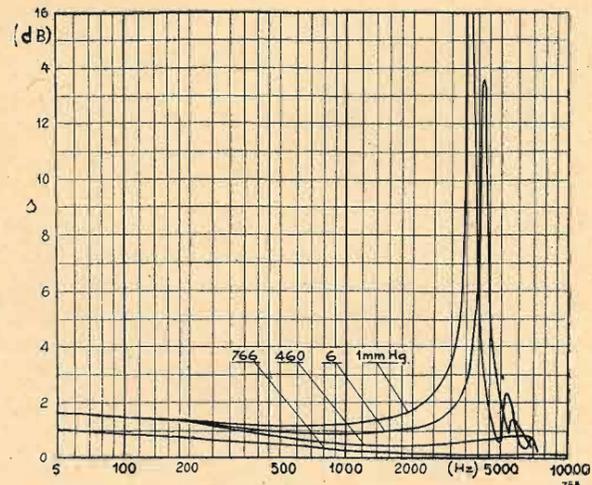



Fig. 10. - Curve di risposta di un microfono poco smorzato con diverse pressioni ambiente; a bassa pressione il tratto iniziale delle curve è sensibilmente orizzontale. Livello di riferimento della sensibilità (0 dB) 10^{-2} V · Nw^{-1} · m^2.

vuto alla progressiva riduzione della impedenza di radiazione $\mathfrak{Z}_S''$ che è proporzionale alla pressione — mentre in seguito l'accrescimento diviene molto più rapido; infatti, al disotto di 10 mm Hg, il libero percorso medio si avvicina al valore della distanza tra membrana e controelettrodo.

Il rilievo della caratteristica di risposta dei microfoni con pressione ambiente molto ridotta, può costituire un metodo per la misura della sensibilità s'' del capacimetro. Eliminando infatti lo smorzamento dovuto all'aria, il coefficiente di risonanza della membrana si innalza notevolmente, ed il tratto iniziale della curva di risposta, diviene sensibilmente orizzontale. Ciò appare chiaro dalle curve della figura 10, le quali si riferiscono ad un microfono poco smorzato, anche a pressione ordinaria, e perciò particolarmente adatto a questo scopo. In queste condizioni la sensibilità s' del microfono a bassa frequenza (per esempio a 100 Hz) si può ritenere eguale a quella a frequenza zero.

Quest'ultima è indipendente dalla pressione atmosferica, e può essere facilmente determinata con un procedimento analogo a quello seguito per la misura di K; basta infatti applicare alla membrana una pressione nota, e misurare, per sostituzione con un condensatore campione, la variazione di capacità prodotta. Una volta nota la s' a 0 Hz (e quindi a 100 Hz nel vuoto), rimane facile misurare la sensibilità complessiva s del microfono e del circuito rivelatore, sempre a 100 Hz e nel vuoto; dal rapporto s/s' si ottiene allora la sensibilità cercata s'', la quale è sensibilmente indipendente da f, in un vasto campo di frequenza.

5. Influenza dell'invecchiamento.

Durante un periodo di circa un anno, dal giugno 1945 al marzo 1946, i quattro microfoni sono stati sottoposti, ad intervalli di uno o due mesi, a tarature periodiche, consistenti nella misura della costante K e nel rilievo della curva di risposta. In queste tarature si è naturalmente avuto cura di adoperare sempre gli stessi apparecchi, e di dare gli stessi valori alle tensioni di polarizzazione e di alimentazione, in modo da mantenere costanti gli errori di misura.

Tabella III.

Misure periodiche della costante specifica di accoppiamento elettromeccanico K (Nw·m^{-2} . V^{-2})

Data	Temperatura (gradi)	K (Nw.m^{-2}V^{-2}) Microfono 1	Microfono 2	Microfono 4
15-6-45	27,5	$1{,}31 \cdot 10^{-3}$	$0{,}560 \cdot 10^{-3}$	$1{,}14 \cdot 10^{-3}$
16-7-45	29,5	$1{,}29 \cdot 10^{-3}$	$0{,}535 \cdot 10^{-3}$	$1{,}13 \cdot 10^{-3}$
25-9-45	24,6	$1{,}40 \cdot 10^{-3}$	$0{,}550 \cdot 10^{-3}$	$1{,}13 \cdot 10^{-3}$
8-11-45	17,6	$1{,}53 \cdot 10^{-3}$	$0{,}535 \cdot 10^{-3}$	$1{,}04 \cdot 10^{-3}$
27-2-46	14,5	$1{,}57 \cdot 10^{-3}$	$0{,}550 \cdot 10^{-3}$	$1{,}08 \cdot 10^{-3}$

I risultati relativi alla determinazione di K per i microfoni 1, 2, 4 sono raccolti nella Tabella III, nella quale è anche indicata la temperatura ambiente relativa ad ogni misura, e la data in cui è stata effettuata. Ogni valore di K è stato ottenuto come media di tre misure, eseguite con diversi valori della depressione statica. Mentre nel microfono 2 non si osserva nessuna variazione sistematica, per i microfoni 1 e 4 si notano alterazioni di diversa entità e di segno opposto. Riportando i valori di K relativi al microfono 1 in funzione delle temperature ambiente (fig. 11) essi si dispongono su di una retta; ciò indica che le variazioni riscontrate nelle diverse misure sono sostanzialmente dovute ai cambiamenti di temperatura. Il coefficiente α_K rilevato dalla figura 11 ha infatti un valore di $-137 \cdot 10^{-4}$ gradi^{-1}, che si accorda abbastanza bene con quello rilevato nelle misure in termostato che, secondo la Tabella II, è di $-189 \cdot 10^{-4}$ gradi^{-1}. Per il microfono 4 le variazioni di K sono troppo piccole, rispetto agli errori di misura, per poterne trarre indicazioni sicure.

Gli analoghi cambiamenti nelle curve di risposta dei microfoni possono essere desunti, per i microfoni 1 e 2, dalla figura 12, nella quale accanto ad ogni curva di risposta è indicata la relativa temperatura; per comodità di riferimento le diverse curve di uno stesso microfono sono riportate allo stesso valore della sensibilità a 1000 Hz. Si nota che al crescere della temperatura le curve divengono generalmente più pianeggianti, come si era già rilevato precedentemente nelle esperienze in termostato: si tratta però di variazioni molto piccole, sempre inferiori a 2 dB. Nei microfoni 3 e 4 le variazioni riscontrate sono ancora minori

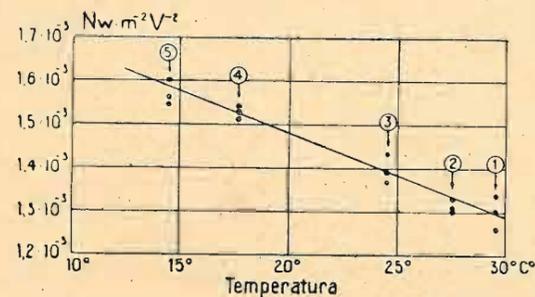



Fig. 11. - Variazioni della costante di accoppiamento elettromeccanico K del microfono 1 in funzione della temperatura nelle tarature periodiche. I numeri accanto ad ogni terna di punti si riferiscono all'ordine con cui sono state eseguite le misure (vedi tabella III).

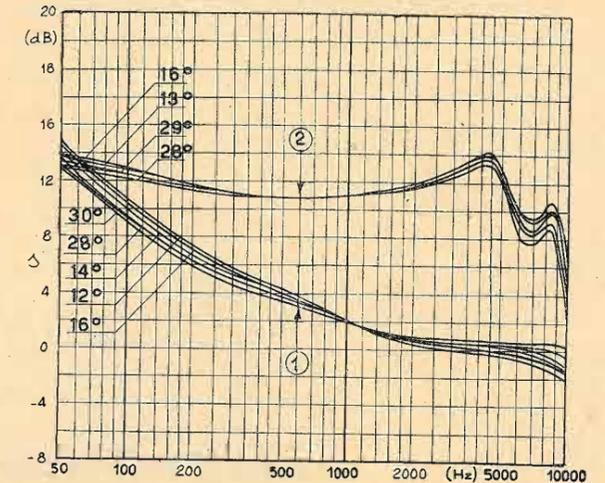



Fig. 12. - Curve di risposta dei microfoni 1 e 2 nelle successive tarature periodiche. Accanto ad ogni curva è indicata la temperatura ambiente. Livello di riferimento della sensibilità (0 dB) 10^{-2} V · Nw^{-1} · m^2.

e non possono essere accertate con sufficiente sicurezza poichè sono dello stesso ordine degli errori di misura (0,1 ÷ 0,2 dB).

In definitiva si può affermare che nei quattro microfoni adoperati non si riscontrano veri e propri fenomeni di invecchiamento, poichè le fluttuazioni della sensibilità e della costante K hanno un periodo annuale, e vanno attribuite ai cambiamenti della temperatura ambiente. Le variazioni di alcuni decibel nella sensibilità, riscontrate da precedenti sperimentatori ([3]), anche in periodi di tempo relativamente brevi, erano probabilmente dovute ad una costruzione meno accurata dei microfoni, o ad alterazioni dell'apparato di misura.

6. Conclusioni.

Tenuto conto del fatto che i microfoni adoperati differiscono notevolmente tra loro per quanto riguarda le caratteristiche costruttive, lo spessore della membrana, il materiale di cui essa è costituita, la sua distanza dal controelettrodo, ecc. sembra ragionevole attribuire una certa generalità ai risultati ottenuti, e concludere che la sensibilità degli attuali microfoni a condensatore non è influenzata apprezzabilmente nè dalla pressione atmosferica, nè dall'invecchiamento, ma soltanto dalla temperatura ambiente.

L'effetto di quest'ultima può probabilmente essere ridotto in maniera considerevole seguendo i criteri costruttivi esposti, appoggiando cioè direttamente la superficie metallica del controelettrodo sul bordo della membrana, con l'interposizione di un sottile anello isolante di proprietà meccaniche poco variabili, per esempio di mica. Sembra possibile ottenere per questa via un microfono del tutto insensibile alle variazioni delle condizioni ambiente, che si presterebbe quindi meglio di quelli attualmente usati alle misure assolute di pressione acustica.

Gli autori esprimono la loro gratitudine al prof. A. Giacomini, Direttore dell'Istituto nazionale di elettroacustica « O. M. Corbino », per il suo interessamento verso questo lavoro ed all'ing. M. Nuovo, che ha efficacemente collaborato alla progettazione dell'apparato di misura.

Radio Savigliano

TORINO

SOCIETÀ NAZIONALE DELLE OFFICINE DI SAVIGLIANO

Fondata nel 1880 - Capitale vers. L. 300 000.000 - Stabil. a Torino ed a Savigliano - Direz. Torino - C. Mortara, 4

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO I - N. 6
Ottobre 1947

1. - Intercambiabilità delle valvole convertitrici.

Tra le valvole convertitrici che la Fivre ha costruito in passato o costruisce attualmente quelle più diffuse sui ricevitori del commercio sono le seguenti:

2A7
6A7
6A8 G - 6A8 GT - 12A8 GT
6K8 G
6TE8 GT - 12TE8 GT
6EA7G - 6EA7 GT - 6SA7 G/d - 6SA7 GT - 12SA7 GT.

Di questi, i tipi 2A7, 6A7, 6K8 G, 6SA7 G/d non vengono più costruiti, come è già stato ufficialmente comunicato.

Tra i rimanenti non tutti i tipi sono disponibili in ugual misura, quindi è facile che, dovendone sostituire qualcuno, si incontrino difficoltà di approvvigionamento. Abbiamo perciò pensato che sia utile uno specchio delle nostre convertitrici più diffuse, con le varianti da apportare all'apparecchio per sostituire le valvole fuori uso con altre di tipo diverso.

Dal punto di vista della sostituibilità le convertitrici si possono dividere in due gruppi:

1°) 2A7, 6A7, 6A8 G, 6A8 GT, 12A8 GT, 6K8 G, 6TE8 GT, 12TE8 GT;

2°) 6EA7 G, 6EA7 GT, 12EA7 GT, 6SA7 G/d, 6SA7 GT, 12SA7 GT.

I collegamenti allo zoccolo delle valvole del primo gruppo

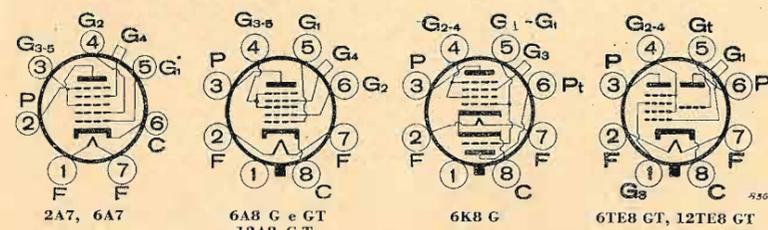



FIG. 1. - Collegamenti allo zoccolo delle valvole convertitrici del primo gruppo, facilmente sostituibili fra loro.

TABELLA DELLE VARIANTI - 1° GRUPPO

Valvole da sostituire	con 6A8 G	6K8 G	6TE8 GT
6A8 G	—	Portare la resistenza in serie con l'anodo dell'oscillatore da 20 000 Ω a 50 000 Ω.	Collegare il piedino 1 col piedino 5 (del portavalvole). Portare la resistenza in serie con l'anodo dell'oscillatore da 20 000 a 50 000 Ω.
6K8 G	La resistenza di 50 000 Ω in serie con l'anodo dell'oscillatore deve essere ridotta a 20 000 Ω.	—	Collegare il piedino 1 del portavalvole col piedino 5.
6TE8 GT	La resistenza di 50 000 Ω in serie con l'anodo dell'oscillatore deve essere ridotta a 20 000 Ω.	—	—

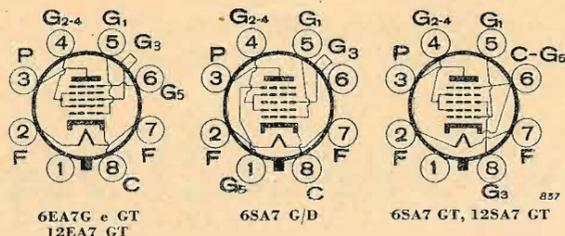



FIG. 2. - Collegamenti allo zoccolo delle valvole convertitrici del secondo gruppo facilmente sostituibili fra loro.

sono rappresentati nella figura 1; quelli del secondo gruppo nella figura 2.

I tipi del primo gruppo usano lo stesso oscillatore e sono perciò facilmente sostituibili; quelli del secondo gruppo sono più adatti all'uso con oscillatore avente un accoppiamento catodico e non sono perciò sostituibili con quelli del primo gruppo, se non modificando il circuito dell'oscillatore.

Dalla tabella delle varianti del 1° gruppo sono stati omessi gli altri tipi in quanto:

la 6A8 GT differisce dalla 6A8 G solo nella veste esterna;

la 12A8 GT differisce dalla 6A8 G solo nella veste esterna e nell'alimentazione del filamento che è di 12,6 V, 0,15 A anzichè 6,3 V, 0,3 A;

la 2A7, di tipo vecchissimo, differisce dalla 6A8 G nell'alimentazione del filamento che è di 2,5 V, 0,8 A anzichè 6,3 V, 0,3 A e nello zoccolo che è a 7 piedini; quindi la sua sostituzione richiede l'uso di un sovrazzoccolo e di un autotrasformatore per l'accensione;

la 6A7, di tipo vecchio, differisce dalla 6A8 G solo nello zoccolo che è a 7 piedini; quindi per la sua sostituzione occorre il sovrazzoccolo.

la 12EA7 GT differisce dalla 6EA7 G nella veste esterna e nell'alimentazione del filamento che è a 12,6 V, 0,15 A anzichè 6,3 V, 0,3 A; quest'ultima differenza sussiste anche per i tipi 12SA7 GT e 6SA7 GT.

Sostituzione della 6A8 G con la 6TE8 GT.

È possibile con le seguenti modifiche:

— collegamento del piedino 1 col piedino 5 al portavalvole;
— sostituzione della resistenza esistente di alimentazione della placchetta triodo (piedino 6) con altra di 50 kΩ, 1 W.

Aggiungiamo alcune note circa il funzionamento delle varie convertitrici:

6A8 G, 6A8 GT, 12A8 GT: buon funzionamento in onde medie con sensibilità elevata. In onde corte al crescere della frequenza (specialmente al di là dei 20 MHz) la sensibilità diminuisce e si ha una certa instabilità;

6TE8 GT, 12TE8 GT: sensibilità e stabilità buone in tutte le gamme;

6EA7 GT, 12EA7 GT, 6SA7 GT, 12SA7 GT: sensibilità e stabilità buona in tutte le gamme. In onde corte la sensibilità scende leggermente.

Da quanto detto sopra appare già chiaro che, anche nel campo delle convertitrici, la FIVRE sta attuando il suo programma di unificazione dei tipi. Tra i tre tipi più

TABELLA DELLE VARIANTI - 2° GRUPPO

Valvole da sostituire	con 6EA7 G	6SA7 G/d	6SA7 GT
6EA7 G		Collegare il piedino 1 del portavalvola col piedino 6.	Il collegamento del piedino 8 deve essere trasportato al 6 e il cappuccio dev'essere collegato col piedino 8.
6SA7 G/d	Collegare il piedino 1 del portavalvola col piedino 6.	—	La connessione del piedino 1 deve essere portata al piedino 6 insieme con quella del piedino 8. Il cappuccio dev'essere portato al piedino 8.
6SA7 GT	Il collegamento del piedino 8 deve essere portato al cappuccio e il piedino 8 deve essere collegato col piedino 6.	Il collegamento del piedino 8 deve essere portato al cappuccio e il piedino 8 dev'essere collegato col piedino 6 insieme col piedino 1.	

Dalla tabella delle varianti del 2° gruppo sono stati omessi gli altri tipi in quanto:

la 6EA7 GT è elettricamente identica alla 6EA7 G e differisce da essa solo nella veste esterna.

recenti, che offrono le migliori garanzie di buon rendimento (6A8 G, 6TE8 GT, 6SA7 GT e analoghi a 12,6 V), la FIVRE tende ad un ulteriore unificazione verso il tipo 6SA7 GT, che, come è noto, è il tipo unificato americano.

Tutti i precedenti dati, mentre forniscono gli elementi necessari alla sostituzione per i ricambi, saranno utili ai tecnici per aiutarli ad orientarsi verso il tipo unificato.

2. - Tipo 50L6 GT.

È un tetrodo di potenza a fascio particolarmente indicato per i ricevitori universali.

La veste è quella normale GT (bulbo B 031, zoccolo octal GT); ingombro e connessioni come in figura 3.

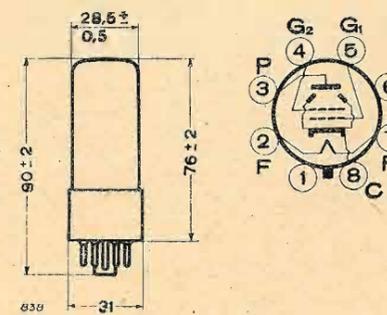



FIG. 3. - Ingombro e connessioni del tipo 50L6 GT.

Caratteristiche e dati di funzionamento.

ACCENSIONE.

Tensione di accensione (c.c. o c.a.)	50 V
Corrente di accensione	0,15 A

LIMITI MASSIMI DI FUNZIONAMENTO.

Massima tensione anodica	200 V
Massima tensione di schermo (g_2)	115 V
Massima dissipazione anodica	10 W
Massima dissipazione di schermo	1,25 W

CONDIZIONI NORMALI DI FUNZIONAMENTO COME AMPLIFICATRICE DI BASSA FREQUENZA IN CLASSE A_1.

Tensione anodica	110	200	V
Tensione di schermo	110	110	V
Tensione di griglia (g_1)	—7,5	—8	V
Massimo segnale di ingresso (val. eff.)	5,3	5,67	V
Corrente anodica di riposo	49	50	mA
Corrente anodica con massimo segnale	50	55	mA
Corrente di schermo di riposo (circa)	4	2	mA
Corrente di schermo con massimo segnale (circa)	11	7	mA
Resistenza anodica	13	30	kΩ
Transconduttanza	9000	9500	μA/V
Resistenza di carico	2000	3000	Ω
Distorsione totale	10	10	%
Potenza di uscita	2,1	4,3	W.

La 50L6 GT, come abbiamo già detto, è particolarmente adatta per essere usata nei ricevitori universali privi di trasformatore di alimentazione.

Tenuto conto dello svantaggio dovuto al fatto che le

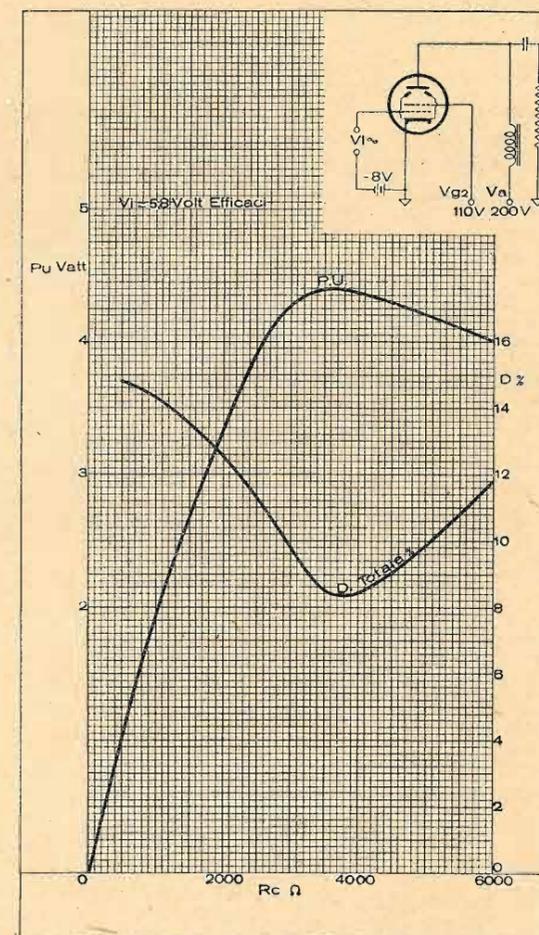



FIG. 4. - Potenza d'uscita e distorsione totale, in funzione della resistenza di carico, per la 50L6 GT.

tensioni di anodo e di schermo, utilizzabili in detti ricevitori, sono inferiori a quelle che si possono raggiungere negli altri apparati, la 50L6 GT presenta un elevato rendimento anodico ed una notevole sensibilità di potenza.

Il filamento della 50L6 GT è progettato in modo che le ordinarie variazioni della tensione di linea non producano effetti rilevanti sul funzionamento e sul rendimento della valvola.

Il circuito catodico, sia negli apparati alimentati con corrente continua sia nei ricevitori universali, è connesso direttamente, o attraverso una resistenza di polarizzazione, col polo negativo dell'alimentatore anodico. La differenza di potenziale tra l'estremo negativo del filamento ed il catodo non deve superare 90 V.

Per l'accoppiamento con gli stadi precedenti si deve scegliere un tipo di circuito che non introduca resistenza troppo elevata nel circuito di griglia; sono quindi raccomandati i sistemi di accoppiamento a trasformatore o ad impedenza. Quando la resistenza del circuito di griglia non supera 0,1 MΩ si può usare una tensione fissa di polarizzazione; con polarizzazione automatica tale resistenza può raggiungere, ma non superare, 0,5 MΩ purchè la ten-

FIG. 5. - Caratteristiche della corrente anodica e di griglia, in funzione della tensione anodica per la 50L6 GT, collegata come triodo.

sione di accensione non superi per più del 10 % il suo valore normale.

Nei confronti della 35L6 GT, valvola finora usata in via esclusiva per gli stadi finali dei ricevitori universali, la 50L6 GT ha il vantaggio di fornire una potenza di uscita maggiore di circa il 60 % con lo stesso rendimento anodico.

Ne segue che l'assorbimento anodico della 50L6 GT è maggiore di quello della 35L6 GT. Questo fatto fa sì che nei ricevitori universali alimentati direttamente dalla rete la tensione anodica effettivamente disponibile, a causa della maggior caduta di tensione, è sulla 50L6 GT minore che non nella 35L6 GT. Sostituendo quindi una 50L6 GT in un ricevitore previsto per una 35L6 GT la potenza di uscita risulta maggiore a bassissimi segnali e minore a forti segnali. La 50L6 GT viene quindi sfruttata al massimo delle sue possibilità soltanto quando venga usato un altoparlante a magnete permanente, perchè in tal caso l'impedenza di filtro, non essendo più costituita dalla bobina di campo dell'altoparlante, può essere prevista con bassissima caduta di tensione continua.

Queste osservazioni hanno molto minore importanza per i ricevitori alimentati con autotrasformatore.

FIG. 6. - Caratteristiche della corrente anodica, di griglia schermo e di griglia comando in funzione della tensione anodica per la 50L6 GT, collegata come tubo a fascio.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche
FIVRE - PAVIA

CALCOLO DI ATTENUATORI (*)

ENRICO LERCARI
ROMA

SOMMARIO. Si espongono semplici formule per il calcolo di attenuatori adattatori a resistenza del tipo a T *e a* π. *Si ricerca qual'è la minima attenuazione consentita tra un generatore e un utilizzatore senza pregiudicare l'adattamento delle impedenze.*

La maggioranza dei tecnici lamenta la complessità dei calcoli e l'impraticità delle tabelle usate normalmente per gli attenuatori, specialmente nel caso dell'adattamento di impedenze differenti. Essi chiedono formule semplici, da ritenere possibilmente a memoria; il presente lavoro tende a soddisfare tale esigenza.

1. Attenuatori a T.

La figura 1 rappresenta il classico attenuatore a T. R_i è la resistenza interna del generatore (che può essere costituito dall'arrivo di una linea da raccordare, dal secondario di un trasformatore, ecc.); R_u è la resistenza dell'utilizzatore (e può anch'essa rappresentare una linea, un trasformatore, ecc.).

In pratica R_i ed R_u sono elementi equivalenti ad una resistenza, cioè dissipatori di potenza; perciò in corrente alternata tali elementi non coincidono con i valori di resistenza che il generatore o l'utilizzatore presentano alla corrente continua.

Le resistenze R_1, R_2, R_3 compongono l'attenuatore e devono, con la loro combinazione, fornire l'adattamento e l'attenuazione che loro si richiede.

Nel trasferimento attraverso l'attenuatore, sia le correnti, sia le tensioni, sia le potenze, si modificano, giungendo all'utilizzatore attenuate in modo differente, secondo che $R_i > R_u$, $R_i < R_u$, $R_i = R_u$.

La corrente subisce un'attenuazione che chiameremo a_I e che è espressa da:

$$a_I = \frac{I_i}{I_u} = \text{attenuazione della corrente,}$$

dove I_i è la corrente in R_i ed I_u è la corrente in R_u (fig. 1).

La tensione subisce l'attenuazione espressa da:

$$a_V = \frac{V_i}{V_u} = \text{attenuazione della tensione.}$$

Infine la potenza trasferita subisce l'attenuazione a_P, sempre uguale al prodotto delle attenuazioni della corrente

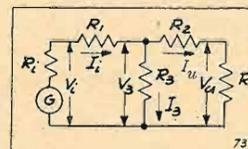



FIG. 1. - Schema generico di adattatore attenuatore a T.

(*) Pervenuto alla redazione il 15-II-1947 in prima stesura, e il 20-III-1947 in seconda stesura. Revisione ultimata il 21-VI-1947.

e della tensione, cioè:

$$a_P = \frac{P_i}{P_u} = \frac{V_i I_i}{V_u I_u} = a_V \, a_I = \text{attenuazione della potenza.}$$

Quando R_i ed R_u sono differenti tra loro è $a_I \neq a_V$; quando sono uguali è $a_I = a_V$.

Un attenuatore deve normalmente adempiere, oltre che al raggiungimento della voluta attenuazione, all'adattamento delle impedenze. Generalmente quest'ultima esigenza si scinde in due: adattamento fra generatore e attenuatore e adattamento fra attenuatore e carico e si concreta nel fatto che l'attenuatore deve presentare una resistenza di ingresso uguale a quella del generatore, pari cioè ad R_i, ed una resistenza di uscita uguale a quella R_u del carico ([1]). Per ottenere l'adattamento è quindi necessario che siano soddisfatte le seguenti relazioni ottenute uguagliando la resistenza d'ingresso dell'attenuatore ad R_i e quella di uscita ad R_u:

$$R_i = R_1 + \frac{R_3 (R_2 + R_u)}{R_3 + R_2 + R_u}; \qquad [1]$$

$$R_u = R_2 + \frac{R_3 (R_1 + R_i)}{R_3 + R_1 + R_i}, \qquad [2]$$

Dati R_i ed R_u e l'attenuazione a_I si tratta ora di trovare i valori da assegnare a R_1, R_2, R_3 per soddisfare all'adattamento definito dalle relazioni [1] e [2]. Per raggiungere questo scopo si applicano le leggi di Kirchhoff e di Ohm al circuito della figura 1. Si ottiene allora ([2]):

$$a_v = \frac{V_i}{V_u} = \frac{R_i}{R_u} \cdot \frac{R_u + R_2}{R_i - R_1}; \qquad [3]$$

$$a_I = \frac{I_i}{I_u} = \frac{R_u + R_2}{R_i - R_1}. \qquad [4]$$

L'attenuazione in potenza, come si è detto, è sempre uguale a $a_I \, a_V$ ossia:

$$a_P = \frac{V_i I_i}{V_u I_u} = \frac{R_i}{R_u} \left(\frac{R_u + R_2}{R_i - R_1} \right)^2. \qquad [5]$$

([1]) Tali condizioni corrispondono, com'è noto, al massimo trasferimento di potenza fra generatore e attenuatore che in questo caso costituisce il carico) e fra attenuatore (che in questo secondo caso costituisce il generatore) e utilizzatore.

([2]) $V_i = R_i I_i$; $V_3 = V_i - R_1 I_i = (R_i - R_1) I_i$; $V_u = R_u I_u$;

$$I_u = \frac{V_3}{R_u + R_2} = \frac{R_i - R_1}{R_u + R_2} I_i; \qquad V_u = R_u \frac{R_i - R_1}{R_u + R_2} I_i.$$

Quando $R_i = R_u$ si ha $a_V = a_I$ e quindi $a_P = a_V{}^2 = a_I{}^2$.

Trovata l'espressione per l'attenuazione in condizione di adattamento, è a nostra disposizione un elemento importante per avviarci alla soluzione del problema, che consiste nel determinare i valori di R_1, R_2, R_3, allorchè siano dati R_i, R_u ed a_I. Applicando il secondo principio di Kirchhoff alla prima maglia del circuito di figura 1, risulta $R_1\, I_i = V_i - V_3 = R_i I_i - R_3 I_3$, da cui si ha facilmente (3):

$$R_1 = R_i - R_3 \frac{a_I - 1}{a_I} . \qquad [6]$$

Analogamente per la seconda maglia si ha (4):

$$R_2 = R_3 (a_I - 1) - R_u . \qquad [7]$$

La [6] e la [7] sono due equazioni nelle quali R_1 ed R_2 sono espresse in funzione di R_3 e dell'attenuazione. Con altri facili passaggi matematici (5) si ottiene finalmente la R_3 in funzione di termini tutti noti:

$$\boxed{R_3 = \frac{2\, R_i\, R_u}{a_I\, R_i - R_u/a_I}} \qquad [8]$$

Questa espressione inserita nelle [6] e [7] dà i valori di R_1 ed R_2 anch'essi in funzione di elementi noti:

$$\boxed{R_2 = (a_I - 1)\, \frac{2\, R_i\, R_u}{a_I\, R_i - R_u/a_I} - R_u} ; \qquad [9]$$

$$\boxed{R_1 = R_i - \frac{a_I - 1}{a_I}\, \frac{2\, R_i\, R_u}{a_I\, R_i - R_u/a_I}} . \qquad [10]$$

Con le tre equazioni [8], [9], [10] il problema è risolto.

Finora si è parlato di attenuazione in corrente. Dalle [3] e [4] vediamo che l'attenuazione in tensione è eguale a quella in corrente moltiplicata per il rapporto R_i/R_u. Si ottiene quindi:

$$R_3 = \frac{2\, R_i\, R_u}{a_V\, R_u - R_i/a_V} ; \qquad [11]$$

$$R_2 = \frac{2\, R_i\, R_u}{a_V\, R_u - R_i/a_V} \left(a_V \frac{R_u}{R_i} - 1 \right) - R_u ; \qquad [12]$$

$$R_1 = R_i - \frac{2\, R_i\, R_u}{a_V\, R_u - R_i/a_V} \left(1 - \frac{R_i}{R_u}\, \frac{1}{a_V} \right) . \qquad [13]$$

Generalmente nei circuiti telefonici interessa quasi sempre l'attenuazione in tensione, quindi son da adoperare queste ultime formule.

Nel caso particolare $R_i = R_u$ le equazioni prendono la forma:

$$R_3 = 2\, R_0 \frac{a_0}{a_0^2 - 1} , \quad R_2 = R_1 = R_0 \frac{a_0 - 1}{a_0 + 1} ,$$

$$\text{dove } R_0 = R_i = R_u , \quad a_0 = a_I = a_V .$$

Un'altra importante questione è conoscere l'attenuazione minima che si può introdurre tra generatore e utilizzatore, sempre in condizioni di adattamento. È evidente che quando $R_i = R_u$, si può collegare direttamente generatore ed utilizzatore. In tal caso viene trasferita l'intera potenza e quindi l'attenuazione assume il suo minimo valore pari ad 1. Quando poi le due impedenze terminali sono differenti, si ha sempre una minima attenuazione sotto la quale non si può scendere, pena il disadattamento. Il limite di minima attenuazione allorchè $R_i > R_u$ si ha quando R_2 è uguale a zero; difatti col diminuire dell'attenuazione R_3 tende all'infinito ed R_1 a valori molto distanti dallo zero. Nel caso $R_i < R_u$ si trova invece che la minima attenuazione si ha quando R_1 è uguale a zero.

Analiticamente tutto ciò si ottiene, nel caso $R_i > R_u$, eguagliando a zero la [9] e risolvendo rispetto a a_I:

$$a_{I\min} = 1 \pm \sqrt{1 - \frac{R_u}{R_i}} ; \qquad [14]$$

deve scegliersi il segno positivo, altrimenti l'equazione sarebbe priva di significato, non potendo un rapporto, come è quello di attenuazione tra elementi resistivi, essere inferiore a uno.

Per il caso $R_i < R_u$ si eguaglia a zero la [10], e risolvendo si ha:

$$a_{I\min} = \frac{R_u}{R_i} + \frac{R_u}{R_i} \sqrt{1 - \frac{R_i}{R_u}} . \qquad [15]$$

(3) Dalla relazione ricavata per la prima maglia si ha infatti:

$$R_1 = R_i - R_3 \frac{I_3}{I_i} = R_i - R_3 \frac{I_i - I_u}{I_i} =$$
$$= R_i - R_3 \left(1 - \frac{1}{a_I} \right) = R_i - R_3 \frac{a_I - 1}{a_I} .$$

(4)
$$R_2 I_u = R_3 I_3 - R_u I_u ,$$
$$R_2 = R_3 \frac{I_3}{I_u} - R_u = R_3 \frac{I_i - I_u}{I_u} - R_u = R_3 (a_I - 1) - R_u .$$

(5) Dal confronto della [1] con la [6] si deduce:

$$\frac{a_I - 1}{a_I} R_3 = \frac{R_3 (R_2 + R_u)}{R_3 + R_2 + R_u} .$$

Aggiungendo ai due membri della [1] R_i e tenendo conto della precedente relazione:

$$R_1 + R_i = 2 R_i - \frac{a_I - 1}{a_I} R_3 .$$

L'espressione a secondo membro si sostituisce nella [2] al posto di $R_1 + R_i$, ottenendo:

$$R_u = R_2 + \frac{R_3 \left(2 R_i - \frac{a_I - 1}{a_I} R_3 \right)}{R_3 + 2 R_i - \frac{a_I - 1}{a_I} R_3} ;$$

aggiungendo ai due membri R_u e separando in un membro $R_2 + R_u$, abbiamo:

$$R_2 + R_u = 2 R_u - \frac{2 R_i R_3 - R_3^2 \frac{a_I - 1}{a_I}}{2 R_i + \frac{R_3}{a_I}} .$$

Sostituendo nella [7]:

$$(a_I - 1)\, R_3 = 2 R_u - \frac{2 R_i R_3 - R_3^2 \frac{a_I - 1}{a_I}}{2 R_i + \frac{R_3}{a_I}} ;$$

risolvendo infine in funzione di R_3, si ha la [8].

FIG. 2. - Attenuatore a T semplificato in modo da ottenere la minima attenuazione compatibile con l'adattamento: *a*) per $R_i > R_u$, *b*) per $R_i < R_u$.

Per le attenuazioni in tensione si ha invece facilmente:

$$a_{V\min} = \frac{R_i}{R_u} + \frac{R_i}{R_u} \sqrt{1 - \frac{R_u}{R_i}} \qquad [16]$$

allorchè $R_i > R_u$, e rispettivamente:

$$a_{V\min} = 1 + \sqrt{1 - \frac{R_i}{R_u}} \qquad [17]$$

allorchè $R_i < R_u$.

Come si vede dalle equazioni esposte, secondo che $R_i > R_u$ oppure $R_i < R_u$, le attenuazioni in tensione e in corrente si scambiano le espressioni.

Concludendo, per la minima attenuazione, negli attenuatori adattatori, si può sopprimere il braccio in serie dalla parte della resistenza d'entrata o d'uscita più piccola. L'attenuatore diventa allora come in figura 2.

La minima attenuazione in potenza è il prodotto delle attenuazioni minime in tensione e in corrente. Quindi per $R_i > R_u$:

$$a_{P\min} = 2 \frac{R_i}{R_u} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_u}{R_i}} \right) - 1 =$$
$$= 2 \frac{R_i}{R_u} a_{I\min} - 1 = 2\, a_{V\min} - 1 \qquad [18]$$

e per $R_i < R_u$:

$$a_{P\min} = 2 \frac{R_u}{R_i} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_i}{R_u}} \right) - 1 =$$
$$= 2\, a_{I\min} - 1 = 2\, a_{V\min} \frac{R_u}{R_i} - 1 . \qquad [19]$$

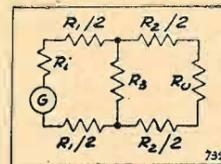



FIG. 3. - Attenuatore ad H.

L'attenuatore a T può essere trasformato facilmente in un attenuatore ad H (fig. 3). Questo tipo è molto usato nei circuiti equilibrati dove occorre che ciascun filo sia caricato egualmente. Il calcolo di questo tipo di attenuatore si fa con lo stesso procedimento del tipo a T; la differenza sta solo nel dividere in due le R_1 e R_2, distribuendole in serie, metà su di un filo e metà sull'altro.

2. Attenuatori a π.

La figura 4 rappresenta il classico attenuatore a π. Con le solite notazioni, valgono le relazioni:

$$I_i = I_1 + I_3 ; \; I_3 = I_2 + I_u ; \; I_i R_i =$$
$$= I_1 R_1 ; \; I_2 R_2 = I_u R_u ; \qquad [20]$$

e da queste si ricava:

$$I_1 = \frac{R_i}{R_u} I_i ; \quad I_2 = \frac{R_u}{R_2} I_u \qquad [21]$$

È facile ottenere da queste relazioni l'espressione dell'attenuazione. Infatti con semplici passaggi si ricava $I_i = I_1 \frac{R_i}{R_1} + I_u \left(\frac{R_u}{R_2} + 1 \right)$, e raccogliendo in un membro I_i e nell'altro I_u, si ha quindi:

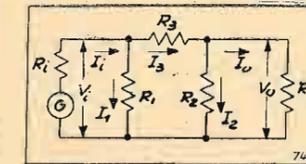



FIG. 4. - Schema generico di attenuatore a π.

$$a_I = \frac{I_i}{I_u} = \frac{R_u + R_2}{R_1 - R_i} \frac{R_1}{R_2} . \qquad [22]$$

Per ricavare a_V si procede nel modo che segue:

$$a_V = \frac{I_i\, R_i}{I_u\, R_u} = a_I \frac{R_i}{R_u} ;$$

$$a_V = \frac{R_u + R_2}{R_1 - R_i} \frac{R_1 R_i}{R_2 R_u} = \frac{1/R_u - 1/R_2}{1/R_1 - 1/R_i} . \qquad [23]$$

Come per l'attenuatore a T, se $R_i = R_u$ è anche $a_I = a_V$; se $R_i \neq R_u$ è $a_I \neq a_V$; in tutti i casi $a_P = a_I\, a_V$.

Dalla seconda delle [20] abbiamo che:

$$\frac{V_i - V_u}{R_3} = V_u \frac{R_2 + R_u}{R_2 R_u} ,$$

e dividendo i due membri per V_u e trasportando:

$$\frac{a_V - 1}{R_3} = \frac{1}{R_u} + \frac{1}{R_2} , \qquad [24]$$

equazione che ha un ruolo importante nella soluzione del nostro problema e che possiamo porre sotto la forma:

$$(a_V - 1)\, g_3 = g_u + g_2 \qquad [24']$$

essendo $g_3 = 1/R_3 \quad g_u = 1/R_u \quad g_2 = 1/R_2$.

Giunti a questo punto, la soluzione del problema verrà data dalla trasformazione del quadripolo a π nel suo duale a T. In questa trasformazione si suppone di sostituire ad un generatore a tensione costante alimentante, attraverso una resistenza R_i, una rete di resistenze, un generatore a corrente costante alimentante, attraverso una conduttanza g_i, una rete di conduttanze (fig. 5).

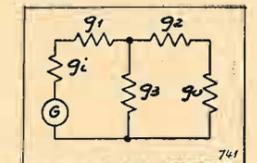



FIG. 5. - Schema duale dell'attenuatore di fig. 4.

Possiamo allora porre senz'altro, per analogia con le [1] e [2], la condizione di adattamento:

$$g_i = g_1 + \frac{g_3\,(g_2 + g_u)}{g_3 + g_2 + g_u} \qquad g_u = g_2 + \frac{g_3\,(g_1 + g_i)}{g_3 + g_1 + g_i} \qquad [25]$$

Con facili passaggi (6) si perviene alle espressioni risolutive, funzioni di termini tutti noti:

$$\boxed{R_3 = \frac{R_u\, a_V^2 - R_i}{2\, a_V}} \;; \qquad [26]$$

$$\boxed{R_2 = \frac{R_u\, a_V^2 - R_i}{a_V^2 - 2\, a_V + R_i/R_u}} \;; \qquad [27]$$

$$\boxed{R_1 = \frac{R_u\, a_V^2 - R_i}{\frac{R_u}{R_i}\, a_V^2 - 2\, a_V + 1}} \;. \qquad [28]$$

Usando a_I invece di a_V esse diventano:

$$R_3 = \frac{R_i\, a_I^2 - R_u}{2\, a_I} \qquad [29]$$

$$R_2 = \frac{R_i\, a_I^2 - R_u}{\frac{R_i}{R_u}\, a_I^2 - 2\, a_I + 1} \qquad [30]$$

$$R_1 = \frac{R_i\, a_I^2 - R_u}{a_I^2 - 2\, a_I + \frac{R_u}{R_i}} \qquad [31]$$

Nel caso particolare $R_i = R_u$ le espressioni si semplificano:

$$R_3 = \frac{a_0^2 - 1}{2\, a_0}\, R_0\,, \qquad R_1 = R_2 = \frac{a_0 - 1}{a_0^2 - 2\, a_0 + 1}\, R_0\,,$$

$$\text{dove } R_0 = R_i = R_u\,, \quad a = a_I = a_V\,.$$

Eseguiamo ora la ricerca dell'attenuazione minima. Se $R_i = R_u$, generatore e utilizzatore si possono collegare direttamente, cioè R_3 può essere zero, ed R_1 ed R_2 infinite. Se invece $R_i \neq R_u$ non può essere nè $R_1 = 0$ nè $R_2 = 0$, perchè altrimenti il generatore o, rispettivamente, l'utilizzatore sarebbero in corto circuito. E nemmeno può essere $R_3 = 0$, altrimenti mancherebbe l'adattamento.

Quindi si deduce che almeno una delle due resistenze derivate deve essere presente nell'attenuatore per soddisfare alla condizione di adattamento; l'altra può essere infinita. Vediamo come.

Determiniamo il segno dei denominatori delle espressioni [26], [27] e [28]. Supponiamo dapprima $R_i > R_u$. Il denominatore della [26] è sempre positivo; perciò anche il numeratore, cioè l'espressione $R_u a_V^2 - R_i$, deve essere positivo (dato che R_3 è essenzialmente positiva e non è nulla); in altre parole a_V non può assumere valori inferiori a $\sqrt{R_i / R_u}$.

Il denominatore di R_2 è un trinomio di secondo grado in a_V che non ha punti di zero reali, perchè l'equazione che si ottiene uguagliando a zero tal denominatore ha il discriminante $(1 - R_i / R_u)$ negativo; come è noto, il segno del trinomio è allora sempre concorde col segno del coefficiente del termine di secondo grado, cioè nel nostro caso è sempre positivo.

Il denominatore della [28], invece, uguagliato a zero fornisce l'equazione:

$$\frac{R_u}{R_i}\, a_V^2 - 2\, a_V + 1 = 0$$

che ha due radici:

$$a_V',\ a_V'' = \frac{R_i}{R_u} \pm \frac{R_i}{R_u} \sqrt{1 - \frac{R_u}{R_i}}$$

entrambe reali e positive. Sappiamo che il trinomio stesso è allora negativo per i valori di a_V compresi nell'intervallo delle radici, positivo per i valori fuori di tale intervallo.

Poichè il numeratore, come abbiamo detto, è per conto suo positivo, il denominatore non può prendere segno negativo (R_1 è essenzialmente positiva), cioè a_V non può assumere i valori compresi nell'intervallo a_V', a_V''. Ora è facile vedere che $a_V'' < 1$ (7); quindi, non potendo l'attenuazione essere minore di 1, nemmeno i valori minori di a''_V sono possibili per a_V; restano i valori maggiori di a'_V ed ovviamente anche il valore a'_V stesso, che annulla il denominatore e rende R_1 infinita.

In conclusione si può asserire che: per $R_i > R_u$ il minimo valore dell'attenuazione compatibile con le condizioni di adattamento è il maggiore dei due valori di a_V che rendono nullo il denominatore della [28] cioè:

$$a_{V\min} = \frac{R_i}{R_u} + \frac{R_i}{R_u} \sqrt{1 - \frac{R_u}{R_i}}\,. \qquad [32]$$

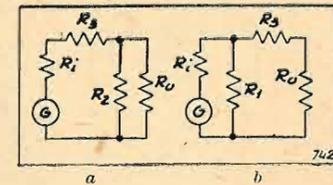



Fig. 6. - Attenuatori a π semplificati in modo da ottenere la minima attenuazione compatibile con l'adattamento: a) per $R_i > R_u$, b) per $R_i < R_u$.

L'attenuatore prende l'aspetto di quello mostrato nella figura 6*a*.

Se invece è $R_i < R_u$, sarà questa volta il denominatore della [27] R_2 che dovrà essere eguagliato a zero, e la R_2 sarà infinita. Dunque:

$$a_{V\min} = 1 + \sqrt{1 - \frac{R_i}{R_u}}\,. \qquad [33]$$

L'attenuatore è quello indicato in figura 6*b*.

L'attenuazione minima in corrente a_I, nel caso $R_i > R_u$, si ottiene uguagliando a zero il denominatore della [31] oppure moltiplicando per R_u / R_i la [32]; e in modo analogo si procede per $R_i < R_u$; cioè rispettivamente:

$$a_{I\min} = 1 + \sqrt{1 - \frac{R_u}{R_i}}\,, \quad \text{per } R_i > R_u \qquad [34]$$

$$a_{I\min} = \frac{R_u}{R_i} + \frac{R_u}{R_i} \sqrt{1 - \frac{R_i}{R_u}}\,, \quad \text{per } R_i < R_u\,. \qquad [35]$$

L'attenuazione minima in potenza è il prodotto delle attenuazioni in corrente e tensione. Nel caso $R_i > R_u$:

$$a_{P\min} = 2\, \frac{R_i}{R_u} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_u}{R_i}}\right) - 1 = \qquad [36]$$
$$= 2\, \frac{R_i}{R_u}\, a_{I\min} - 1 = 2\, a_{V\,\min} - 1\,,$$

e nel caso $R_i < R_u$:

$$a_{P\min} = 2\, \frac{R_u}{R_i} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_i}{R_u}}\right) - 1 = \qquad [37]$$
$$= 2\, \frac{R_u}{R_i}\, a_{V\min} - 1 = 2\, a_{I\min} - 1\,.$$

Queste formule sono identiche a quelle ricavate per l'attenuatore a T. Quindi per la minima attenuazione viene soppresso sempre il braccio derivato dalla parte della resistenza terminale più alta: R_i o R_u.

L'attenuatore a π può essere trasformato in uno ad O per reti equilibrate, ove occorra caricare egualmente i due fili. Il suo calcolo è lo stesso del π, solamente, spezzata la R_3 in due parti eguali, si distribuiscono queste due parti in serie sui due rami (fig. 7).

Fig. 7. - Attenuatore ad O.

(6) Introducendo nella prima delle [25] la [24']:

$$g_i = g_1 + g_3\, \frac{a_V - 1}{a_V}\,;$$

aggiungendo ai due membri g_i ed isolando $g_i + g_1$:

$$g_i + g_1 = 2g_i - g_3\, \frac{a_V - 1}{a_V}\,,$$

quindi sostituendovi il valore di $g_i + g_1$ dato dalla seconda delle [25]:

$$g_u = g_2 + \frac{g_3 \left(2g_i - g_3\, \frac{a_V - 1}{a_V}\right)}{g_3 + 2g_i - g_3\, \frac{a_V - 1}{a_V}}\,;$$

aggiungendo ai due membri g_u ed introducendo di nuovo la [24']:

$$2g_i\, a_V^2\, g_3 = 4g_u\, g_i\, a_V + 2g_u\, g_3$$

da cui:

$$g_3 = \frac{2g_u\, g_i\, a_V}{g_i\, a_V^2 - g_u}\,.$$

Facendo quindi gli inversi delle conduttanze si ottiene la [26].

La [27] si ricava da quest'ultima sostituendovi R_2 dato dalla [24]; e infine la [28] ricavando R_1 dalla prima formula scritta in questa nota:

$$R_1 = \frac{a_V\, R_3\, R_i}{a_V\, R_3 - (a_V - 1)\, R_i}$$

e sostituendovi R_3 dato dalla [26].

(7) Portando R_i/R_u sotto il segno di radice:

$$a_V'' = \frac{R_i}{R_u} - \sqrt{\frac{R_i}{R_u} \left(\frac{R_i}{R_u} - 1\right)}\,;$$

Se al posto di R_i/R_u entro radice pongo $R_i/R_u - 1$:

$$a_V'' < \frac{R_i}{R_u} - \sqrt{\left(\frac{R_i}{R_u} - 1\right)\left(\frac{R_i}{R_u} - 1\right)}$$

ossia:

$$a_V'' < 1\,.$$

REFIT

La più grande azienda radio specializzata in Italia

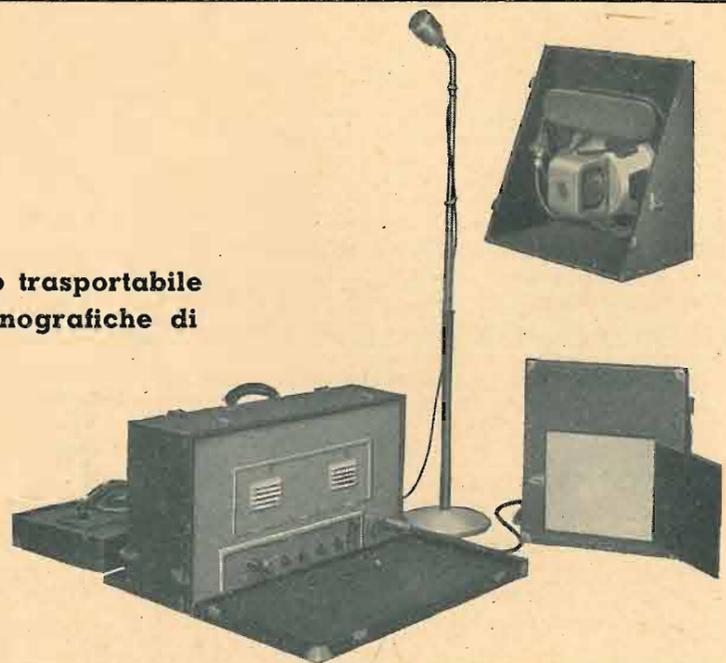
- **Milano**
  Via Senato, 22
  Tel. 71.083
- **Roma**
  Via Nazionale, 71
  Tel. 44.217 - 480.678
- **Piacenza**
  Via Roma, 35
  Tel. 2561

distribuzione apparecchi

SIEMENS

RADIO

Complesso elettroacustico trasportabile per riproduzioni microfonografiche di grande potenza.

Viene usato per impianti all' aperto ed in locali chiusi dove l' audizione deve coprire aree notevolmente vaste.

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI

29, VIA FABIO FILZI - MILANO - VIA FABIO FILZI, 29

UFFICI: FIRENZE - GENOVA - PADOVA - ROMA - TORINO - TRIESTE

IREL

INDUSTRIE RADIO ELETTRICHE LIGURI

GENOVA

GENOVA
Via XX Settembre, 31/9
Telef. 52.271

MILANO
Via Malpighi, 4
Telef. 24.260

Commutatori multipli di alta classe

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE
COMPENSATORI IN ARIA
TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA
AVVOLGIMENTI SPECIALI

TRASFORMATORI

ALIMENTAZIONE RADIO-AMPLIFICATORI-TRASMITTENTI
AUTOTRASFORMATORI-D'USCITA
NEON-ELETTROMEDICALI

★

FRANCO BIANCHI . GENOVA

Via Marina di Robilant 11 . Tel. 35.723 - 360.200

CONSEGNE PRONTE
CERCASI RAPPRESENTANTI PER LE ZONE LIBERE

Distributori con deposito:

Genova: Ditta VARATER

Via Francia 11/p . Telefono 62.591

ANALIZZATORE A VALVOLA (*)

MARTINO MARIANI
ROMA

SOMMARIO. Si descrive un semplice analizzatore a valvola che funziona come voltmetro per corrente continua e per corrente alternata e come ohmmetro per misure di resistenza fino a 10 MΩ.

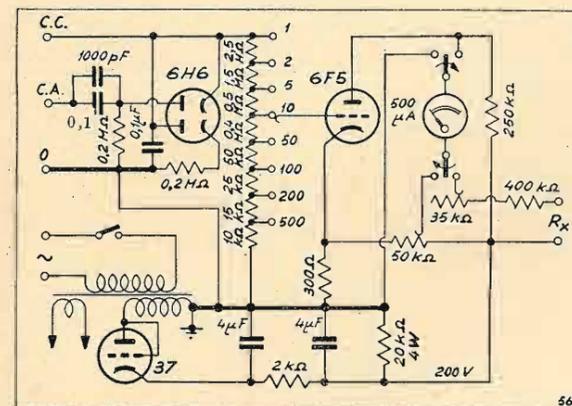



FIG. 1. - Schema dello strumento. Materiale occorrente: microamperometro da 500 µA fondo scala; valvole 6H6, 6F5, 37; trasformatore di alimentazione 30 W, primario universale, secondario 225 V e 6,3 V; commutatore a due posizioni; potenziometri da 50 kΩ e da 35 kΩ a filo; resistenze da 200 kΩ (due), 2,5 MΩ, 1,5 MΩ, 0,5 MΩ, 400 kΩ, 50 kΩ, 25 kΩ, 15 kΩ, 10 kΩ, 300 Ω, 250 kΩ, 20 kΩ, 2000 Ω, 400 kΩ; condensatori: due da 4 µF, in carta da 750 V oppure elettrolitici, uno da 1000 pF in mica, due da 0,1 µF in carta 1500 V.

Lo strumento che si descrive non ha eccessive pretese, ma ha il pregio di essere di costruzione molto semplice ed economica; pensiamo che possa essere molto utile per i radioriparatori, che non sono forniti di un apparecchio del genere.

Lo schema è mostrato nella figura 1; come si vede sono usati tre soli tubi. Per l'alimentazione si è adottata una 37, che funziona da raddrizzatrice di una sola semionda, invece di una biplacca come si fa solitamente; ciò si è fatto allo scopo di ridurre il consumo di accensione e quindi di rendere più piccolo il trasformatore e per conseguenza tutto lo strumento.

La 6H6 entra in funzione solo quando si vogliono misurare tensioni alternate; la 6F5 ha funzione di amplificatrice.

Lo strumento rivelatore è un microamperometro da 500 µA fondo scala. Il commutatore ha 8 posizioni, insieme col relativo partitore, serve per variare la portata dello strumento; una volta fatta la taratura nella posizione 1, col commutatore nelle successive posizioni bisogna moltiplicare la lettura rispettivamente per 2, 5, 10, 50, 100, 200, 500. Il potenziometro da 50 kΩ serve per azzerare il microamperometro quando si usa lo strumento come voltmetro a valvola; per l'uso come ohmmetro si adopera invece il potenziometro da 35 kΩ, passando prima l'apposito commutatore dalla posizione « Volt » a quella « Ohm ».

FIG. 2. - Disposizione per le tarature in c. c. e in c. a.

TARATURA DELLO STRUMENTO.

Per l'uso come voltmetro occorrono due tarature: una in corrente continua e una in corrente alternata. Per la prima basta derivare su un accumulatore da 4 V un potenziometro di una quindicina di ohm e paragonare le letture dello strumento con quelle di un voltmetro campione V_{cc} (fig. 2 in alto). In altri termini, si misurano col voltmetro campione varie tensioni, per es. 0,1, 0,2, 0,3, ... V, segnando in grafico su un foglio di carta millimetrata in ascisse tali valori e in ordinate le letture dello strumento. Unendo i punti segnati si avrà la curva di taratura.

Per la taratura in c. a. si procederà analogamente: si dovrà disporre di un trasformatore con secondario a 5 V e di un voltmetro campione per corrente alternata.

Infine per la taratura dell'ohmmetro si passa il commutatore nella posizione « Ohm », si chiudono in corto circuito i morsetti R_x e si porta il microamperometro a fondo scala manovrando il reostato da 35 kΩ. Quindi si misurano alcune resistenze tarate che bisognerà procurarsi, collegandole tra i morsetti R_x. Si riporteranno in grafico in ascisse i valori delle resistenze e in ordinate le letture del microamperometro.

La figura 3 mostra l'aspetto esterno dello strumento.

FIG. 3. - Fotografia dell'apparecchio.

(*) Pervenuto alla redazione l'8-IV-1947. Stesura rifatta dalla redazione.

CORBETTA SERGIO

(già ALFA RADIO di SERGIO CORBETTA)

MILANO - Via Filippino Lippi, 36

Telefono N. 268668

Non provengono dal nostro Laboratorio i gruppi su la cui piastra non sia punzonato questo marchio.

GRUPPI A. F.

Gruppi per oscillatori modulati

MEDIE FREQUENZE

Soc. "RUPE" s. r. l.

INDUSTRIA ELETTROTECNICA ITALIANA

TELEFONO 3068 . NOVARA . VIA G. MARCONI 4

•

Produzioni in serie anche per conto terzi di:

TRANCIATURA

STAMPAGGIO

TORNERIA di parti meccaniche ed accessori per l'Industria Radio ed Affini.

PARTI PER ALTOPARLANTI

TRANCIATURA con stampi automatici di:

LAMIERINO PER TRASFORMATORI

•

Preventivi gratuiti.

DOMENICO VOTTERO

TORINO

Corso Vittorio Emanuele, 117 - Tel. 52148

•

Forniture complete per radiotecnica - Tutto l'occorrente per impianti sonori - Attrezzatissimo laboratorio per qualsiasi riparazione

artelma

SOCIETÀ IN ACCOMANDITA SEMPLICE

ARTICOLI ELETTROINDUSTRIALI DI M. ANNOVAZZI

FILI rame smaltato da 0,02 a mm. 2.
FILI rame smaltato seta e smalto cotone.
FILI rame rosso coperti seta, cotone e carta.
FILI rame stagnato.
FILI "Litz" a 1 seta e 2 sete.
CORDONI alimentazione a 2 - 3 - 4 - 5 e 6 capi.
FILO Push-bak.
CAVETTI griglia schermo, microfoni e pick-up.
CALZE rame stagnato, piatte e tonde.
CORDINE flessibilissime speciali per collegamenti bobine mobili A. P., antivibranti, in similargento, nude e coperte.
FILI di collegamento, per uscita trasformatori, in rame stagnato sez. 0,25, isolati in gomma a 6 colori.
TRECCIOLE nitrosterlingate formazione 7 x 0,20 in 6 colori speciali per uscita trasformatori.
CAVETTI sterlingati.
TUBETTI sterlingati in seta e cotone.
TUBETTI sintetici.
MATERIALI isolanti.

VIA P. CAPPONI 4 . **MILANO** . TELEFONO 41.480

TABELLA DELLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE AD ONDE CORTE

(Ricevute dal Centro di Controllo della R. A. I.)

kHz	m	Nominativo	Stazione	Nazione
3310	90,63	YV1RO	Trujillo	Venezuela
3380	88,76	YV5RY	Caracas	Venezuela
3390	88,60	YV4RK	Maracay	Venezuela
3470	86,41	YV7RB	Cumana	Venezuela
3480	86,21	YV4RQ	Puerto Cabello	Venezuela
3515	85,35	YV6RC	Barcelona	Venezuela
3530	84,99	YV5RS	Caracas	Venezuela
3570	84,03	YV5RD	Caracas	Venezuela
4044	74,17		Ponto Delgada	Azzorre
4550	65,93		Moskva	Urss
4750	63,16	YV1RV	Maracaibo	Venezuela
4770	62,89	YV1RW	Coro	Venezuela
4781	62,70	YV1RC	Valencia	Venezuela
4784	62,68	HJAB	Baranquilla	Columbia
4790	62,63	YV6RU	Ciudad Bolivar	Venezuela
4801	62,50	YV1RX	Maracaibo	Venezuela
4810	62,37	YV1RL	Maracaibo	Venezuelā
4815	62,32	HJBC	Cucuta	Columbia
4825	62,18	HJED	Cali	Columbia
4842	61,96		Valera	Venezuela
4848	61,88	HYGE ?	Bucaramanga	Venezuela
4875	61,56	HJFH	Armenia	Columbia
4885	61,41	HJDP	Medellin	Columbia
4895	61,29	HJCH	Bogota	Columbia
4902	61,20		Cartagena	Columbia
4914	61,06	YV5RN	Caracas	Venezuela
4923	60,96	HJAP ?	Cartagena	Columbia
4955	60,52	HJCQ	Bogota	Columbia
4974	60,31	YV5RM	Caracas	Venezuela
4991	60,11	YVRN	Barquisimeto	Venezuela
5080	59,06		Moskva	Urss
5840	51,37	PZX3	Paramaribo	Brasile
5880	51,02	HRN	Tegucigalpa	Honduras
5890	50,93	CAX4Z	Lima	Perù
5920	50,68		Moskva	Urss
5950	50,42	HH2S	Port au Prince	Haiti
5955	50,38		Moskva	Urss
5968	50,25	HVJ	R. Vaticana	C. Vaticano
5970	50,25	VONG	St. Johns	Terranova
5980	50,17		Andorra	Andorra
6000	50,00	ZFY	Georgetown	Guiana Br.
6005	49,96	HP5K	Colon	Panama
6005	49,96	CFCX ?	Montreal	Canadà
6010	49,94		Praha	Cecoslovacchia
6010	49,94	CJCX	Sydney N. S.	Canadà
6010	49,94		Moskva	Urss
6015	49,88	PRAS	Recife	Brasile
6020	49,83		U.R.S.S.	Urss
6025	49,77	PCJ	Huizen	Olanda
6030	42,75		Moskva	Urss
6040	49,67		Alger	Algeria
6040	49,67	WRVA	Boston	Usa
6045	49,63		Moskva	Urss
6050	49,62	GSA	Daventry	Inghilterra
6060	49,50		U.R.S.S.	Urss
6067	49,47	RMG	Koenigswuster	Germania
6070	49,42	CFRX	Toronto	Canadà
6075	49,38		Colombo	Ceylon
6080	49,34	AFN	Munchen Afn	Germania
6080	49,34	WLWK	Cincinnati	Usa
6085	49,30		Madras	India Br.
6086	49,29	LRY1	Buenos Ayres	Argentina
6090	49,26	CBFW	Montreal	Canadà
6090	49,26		Moskva	Urss
6090	49,26		Luxemburg	Lussemburgo
6095	49,22	ZYB7	San Paulo	Brasile
6100	49,18		Warszawa	Polonia
6110	49,10	GSL	Daventry	Inghilterra
6120	49,02	OIX1	Helsinki	Finlandia
6120	49,02	LRA2	Buenos Ayres	Argentina
6122	49,00	HP5H	Panama	Panama
6125	48,98	GWA	Daventry	Inghilterra
6130	48,95		Moskva	Urss
6130	48,95		R. Montecarlo	Montecarlo
6131	48,94	COCD	Habana	Cuba
6134	48,90		Colon	Panama
6135	48,90		R. Montecarlo	Montecarlo
6135	48,90		Jerusalem	Palestina
6141	48,86		U.R.S.S.	Urss
6144	48,82	HJBE	Medellin	Columbia
6148	48,80		Wien	Austria
6150	48,78	GRW	Daventry	Inghilterra
6150	48,78		Beograd	Jugoslavia
6155	48,74		Teheran	Iran
6160	48,70	HJCD	Bogota	Columbia
6161	48,69		U.R.S.S.	Urss
6165	48,66	HER3	Schwarzemburg	Svizzera
6165	48,66		Fort de France	Martinica
6167	48,65		R. Montecarlo	Montecarlo
6170	48,62		Wien	Austria
6170	48,62		Jerusalem	Palestina
6175	48,58	XEXA	Mexico	Messico
6180	48,54	GRO	Daventry	Inghilterra
6180	48,54		Mendoza	Argentina
6180	48,54		U.R.S.S.	Urss
6185	48,50	HIL	C. Trujillo	R. Domenicana
6188	48,48		Oslo	Norvegia
6190	48,47	HVJ	R. Vaticana	C. Vaticano
6190	48,47	VUD2	Delhi	Indie Br.
6200	48,39		Tanger	Marocco Sp.
6202	48,37	YV6RD	Ciudad Bolivar	Venezuela
6220	48,23		U.R.S.S.	Urss
6235	48,12		La Ceiba	Honduras
6240	48,08	HJCF	Bogota	Columbia
6244	48,06	HI1N	C. Trujillo	R. Domenicana
6255	47,96	TGNA	Guatemala C.	Guatemala
6275	47,81	ZPA	Asuncion	Paraguay
6295	47,65	OAX1A	Chiclayo	Perù
6310	47,54	HI1Z	C. Trujillo	R. Domenicana
6318	47,47	COOW	La Habana	Cuba
6320	47,47		Baden-Baden	Germania
6330	47,39	OAX6Z	Arequipa	Perù
6345	47,29	HEI2	Schwarzemburg	Svizzera
6349	47,24	HRP1	San Pedro Sula	Honduras
6370	47,15		Venezia Giulia	Italia
6375	47,06		Lisboa	Portogallo
6450	46,51	CORI	S. Clara	Cuba
6462	46,44	TGOA	Guatemala C.	Guatemala
6480	46,30	HI2T	Santiago Gab.	R. Domenicana
6545	45,84	YNBH	Managua	Nicaragua
6623	45,32	TG2	Guatemala C.	Guatemala
6700	44,78		Moskva	Urss
6790	44,18		Jaffa	Palestina
6825	43,96		U.R.S.S.	Urss
6940	43,23		U.R.S.S.	Urss
7004	42,83		Valladolid	Spagna
7038	42,63		Valencia	Spagna
7080	42,42		Tanger	Marocco Sp.
7080	42,42	GRS	Daventry	Inghilterra
7100	42,25	EDV10	Madrid	Spagna
7120	42,13	GRM	Daventry	Inghilterra
7150	41,96	GRT	Daventry	Inghilterra
7166	41,86		U.R.S.S.	Urss
7168	41,84		Wien	Austria
7192	41,72		Wien	Austria
7200	41,67		U.R.S.S.	Urss
7210	41,61	GWL	Daventry	Inghilterra
7210	41,61		Oslo	Norvegia
7220	41,55		Jerusalem	Palestina
7220	41,55		Linz Kofa	Austria
7230	41,49	GSW	Daventry	Inghilterra
7238	41,45		Paris	Francia

TABELLA DELLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE AD ONDE CORTE

(Ricevute dal Centro di Controllo della R. A. I.)

MANUALE ELETTRONICO

Allegato a: "ELETTRONICA„ II, N. 8, Ottobre 1947

kHz	m	Nominativo	Stazione	Nazione
7242	41,41		Moskva	Urss
7250	41,38	IRAI	Roma	Italia
7250	41,38	PJCJ	Willemstad	Curaçao
7260	41,32	GSU	Daventry	Inghilterra
7270	41,27	IRAI	Roma	Italia
7270	41,27		U.R.S.S.	Urss
7280	41,21	GWN	Daventry	Inghilterra
7280	41,21		Paris	Francia
7290	41,15		Delhi	Indie Br.
7290	41,15	BFN	Helmsborn	Germania
7300	41,10		Moskva	Urss
7310	41,05		Moskva	Urss
7314	41,04	TGOA	Guatemala C.	Guatemala
7320	40,98	GRJ	Daventry	Inghilterra
7330	40,93		Kharkov	Urss
7340	40,37		U.R.S.S.	Urss
7360	40,76		U.R.S.S.	Urss
7390	40,61		U.R.S.S.	Urss
7402	40,54		Espana Ind.	Clandestina
7430	40,38		U.R.S.S.	Urss
7490	40,05		U.R.S.S.	Urss
7560	39,68		Moskva	Urss
7651	39,22		U.R.S.S.	Urss
7670	39,11		Sofia	Bulgaria
7854	38,21	ZAA	Tirana	Albania
7860	38,17	SUX	Cairo	Egitto
7942	37,80		Alicante	Spagna
8022	37,41	FXE	Beirut	Libano
8050	37,27		Moskva	Urss
8565	35,03	AFN	Munchen	Germania
8725	34,48	COCO	La Habana	Cuba
8760	34,25		U.R.S.S.	Urss
8825	33,99	COCQ	La Habana	Cuba
8910	33,67		U.R.S.S.	Urss
9026	33,24	BOBZ	La Habana	Cuba
9042	33,18		U.R.S.S.	Urss
9082	33,04	CNR3	Rabat	Marocco Fr.
9100	32,97		U.R.S.S.	Urss
9234	32,48	COB4	La Habana	Cuba
9272	32,36	COCX	La Habana	Cuba
9320	32,15	LRS	Buenos Ayres	Argentina
9348	32,09		Sofia	Bulgaria
9368	32,01		Madrid	Spagna
9382	31,92		Leopoldville	Congo Belga
9410	31,88	GRI	Daventry	Inghilterra
9440	31,78		Brazzaville II	Afr. Eq. Fr.
9454	31,73	LRO	Buenos Ayres	Argentina
9465	31,70	TAP	Ankara	Turchia
9480	31,65		U.R.S.S.	Urss
9490	31,61	WCBX	New York	Usa
9500	31,58		U.R.S.S.	Urss
9500	31,58	XEWU	Mexico	Messico
9504	31,56	OIX2	Lahti	Finlandia
9504	31,56		Colon	Panama
9505	31,56	YVG	Beograd	Jugoslavia
9510	31,55	GSB	Daventry	Inghilterra
9520	31,51		Paris	Francia
9525	31,50	GWI	Daventry	Inghilterra
9530	31,48	SP31	Warszawa	Polonia
9530	31,48	WGEO	Schenectady	Usa
9540	31,45		Oslo	Norvegia
9550	31,41		Paris	Francia
9550	31,41	OLR3A	Praha	Cecoslovacchia
9560	31,38		Paris	Francia
9570	31,35	KWID	San Francisco	Usa
9572	31,35		Wien	Austria
9580	31,32	GSC	Daventry	Inghilterra
9582	31,32	VLG	Melbourne	Australia
9590	31,28	WLWC	Cincinnati	Usa
9590	31,28	VUD3	Delhi	Indie Br.
9591	31,28	PCJ	Huizen	Olanda
9592	31,28	CB960	Santiago	Cile
9600	31,25		U.R.S.S.	Urss
9600	31,25	GRY	Daventry	Inghilterra
9610	31,22	ZYCS	Rio de Janeiro	Brasile
9610	31,22		U.R.S.S.	Urss
9610	31,22		Alger	Algeria
9615	31,20	VLC6	Shepparton	Australia
9620	31,19		Paris	Francia
9621	31,19	TIPG	San Jose,	Costarica
9625	31,17	GWO	Daventry	Inghilterra
9630	31,15	IRAI	Busto Arsizio	Italia
9630	31,15	CKLO	Sackville	Canadà
9640	31,12	GVZ	Daventry	Inghilterra
9650	31,09		U.R.S.S.	Urss
9650	31,09	WCDA	New York	Usa
9660	31,06	LRX	Buenos Ayres	Argentina
9660	31,06	HVJ	R. Vaticana	C. Vaticano
9660	31,06	GWP	Daventry	Inghilterra
9670	31,02	VUD8	Delhi	Indie Br.
9670	31,02	WNBI	New York	Usa
9675	31,01	GWT	Daventry	Inghilterra
9690	30,96	GRX	Daventry	Inghilterra
9695	30,94		Tananarive	Madagascar
9700	30,93	WLWL1	Cincinnati	Usa
9710	30,90		Moskva	Urss
9720	30,86		U.R.S.S.	Urss
9720	30,86	PRL7	Rio de Janeiro	Brasile
9730	30,83	CSW7	Lisboa	Portogallo
9730	30,83	CB970	Valparaiso	Cile
9730	30,83	RMG	Leipzig	Germania
9741	30,80		U.R.S.S.	Urss
9742	30,80		Leopoldville	Congo Belga
9750	30,76	WNRA	Bound Brook	Usa
9760	30,74		Moskva	Urss
9780	30,67		Moskva	Urss
9825	30,54	GRH	Daventry	Inghilterra
9832	30,52	COCM	La Habana	Cuba
9835	30,60		Wien	Austria
9880	30,36		U.R.S.S.	Urss
9915	30,25	GRU	Daventry	Inghilterra
9960	30,12	HCJB	Quito	Equatore
9984	30,05		Brazzaville	Afr. Eq. Fr.
10138	29,59	HH3W	Port au Prince	Haiti
10220	29,35	PSHO	Rio de Janeiro	Brasile
11030	27,20	CEW5	Lisboa	Portogallo
11630	25,80		Leningrado	Urss
11640	25,77		Espana Ind.	Clandestina
11680	25,68	GRG	Daventry	Inghilterra
11700	25,64	GVW	Daventry	Inghilterra
11710	25,62	VLG3	Melbourne	Australia
11710	25,62	WLWO	Cincinnati	Usa
11710	25,62		Dakar	Senegal
11720	25,60		Sackville	Canadà
11730	25,58	WRUL	Boston	Usa
11730	25,58	KGEI	San Francisco	Usa
11730	25,58	PHI	Huizen	Olanda
11735	25,56		Oslo	Norvegia
11740	25,56		U.R.S.S.	Urss
11740	25,55	COCY	La Habana	Cuba
11742	25,55	CEI174	Santiago	Cile
11750	25,53	GSD	Daventry	Inghilterra
11760	25,51	VUD7	Delhi	Indie Br.
11760	25,51	VLAS	Shepparton	Australia
11770	25,49	KCBA	Delano	Usa
11770	25,49	GVU	Daventry	Inghilterra
11770	25,49		Colombo	Ceylon
11770	25,49	VLA4	Sydney	Australia
11778	25,47		Saigon	Indocina
11780	25,47		U.R.S.S.	Urss
11785	25,45		Wien	Austria
11788	25,45	WLWO	Cincinnati	Usa

LETTERE ALLA DIREZIONE

LA NORMALIZZAZIONE DEI TUBI CONVERTITORI

Egregio Direttore,

ho avuto occasione in questi giorni di leggere i verbali delle due sedute della Commissione per la normalizzazione dei tipi di valvola a caratteristica americana tenute in sede ANIE il 25-7-47 e il 1-8-47 e diramati con circolare N° 56.

Questa normalizzazione è stata a dire il vero una scelta di alcuni tipi di valvole a caratteristica americana prodotte dalla FIVRE per i nuovi apparecchi della stagione 47-48.

La scelta è caduta senz'altro sulla serie « S » (single ended) per gli stadi di alta frequenza e per la rivelazione mentre per lo stadio finale si è scelta la 6V6 G essendo la produzione della 6V6 GT soggetta in collaudo ad uno scarto del 30 % per difficoltà tecniche di produzione.

I recenti tipi prodotti dalla FIVRE di caratteristiche migliori e tendenti più verso i tipi europei che verso quelli americani sono stati scartati perchè, a detta dei tecnici convenuti, per gli apparecchi da inviare sul mercato estero non si sarebbero trovati tubi corrispondenti per le sostituzioni.

Questa esclusione non mi sembra giusta perchè sottintende quasi una inferiorità della nostra industria.

Non credo giusto che la nostra maggiore industria costruttrice di tubi termoionici soprassieda alla costruzione dei tipi recentemente sperimentati solo per il fatto che essi non trovano corrispondenti americani od europei. Lo smercio all'estero di apparecchi italiani di elevate caratteristiche, sia pure costruiti usando tubi speciali, a mio vedere non implica altro che una maggiore produzione di questi tipi così da garantire in sede internazionale il ricambio rendendo nota altresì l'alta qualità della nostra produzione.

In seguito a questa esclusione la scelta unanime per il tubo miscelatore convertitore di frequenza è caduta sul tipo « 6SA7 GT ».

Prescindendo dal fatto che questo tubo è usato in quasi tutti i ricevitori americani esso non rappresenta certo la soluzione migliore in quanto, se per un apparecchio di classe può essere usato in unione con un secondo tubo oscillatore locale e preceduto da un tubo preselettore esso non può consentire una buona soluzione per un apparecchio portatile o soprammobile di piccolo formato secondo la tendenza costruttiva odierna.

Le sue caratteristiche poi non lo indicano per nulla come il più conveniente tubo miscelatore. Il fatto di doverlo usare quale auto-oscillatore fra griglia e catodo rende più laboriosa la progettazione del circuito e la relativa messa a punto, mentre le sue caratteristiche generali di funzionamento indicano chiaramente come esso sia superato da altri tubi sia nella trasconduttanza di conversione sia per minor assorbimento di corrente.

Inoltre credo utile richiamare l'attenzione su di una questione che è talvolta trascurata se non del tutto dimenticata, cioè sulla resistenza di fruscio o resistenza equivalente di rumore (R_{eq}).

Il fatto che parte preponderante del fruscio può essere causata dal tubo mescolatore che nel 90 % dei ricevitori costituisce il primo tubo mi fa ritenere che più accurata dovrebbe essere la scelta di questo tubo. Nella gamma delle onde medie, a condizione che la resistenza equivalente di rumore del tubo non oltrepassi un certo limite, questo fruscio è quasi trascurabile, non così nelle onde corte.

Finora si sono generalmente impiegati tubi FIVRE 6A8 che hanno una R_{eq} di 100 000 ohm circa (1) o tubi Philips ECH3 o ECH4 aventi R_{eq} di circa 70 000 ohm.

Il tubo FIVRE 6TE8 GT ha, in base al calcolo, una R_{eq} di circa 90 000 ohm (la casa indica 25 000) mentre il tubo 6SA7 ha una R_{eq} di ben 240 000 ohm. Quest'ultimo valore è generalmente superiore alla resistenza dinamica del circuito oscillatorio d'ingresso perfino nel campo delle onde medie rendendo poco adatto l'impiego del tubo nel primo stadio di un ricevitore per l'elevato fruscio che può provocare.

Nel campo delle onde corte poi la resistenza dinamica dei circuiti oscillatori va via via decrescendo con la frequenza mentre la resistenza equivalente di rumore dei tubi rimane praticamente inalterata rendendo ancora più grave l'inconveniente.

I brevi dati esposti stanno dunque a dimostrare quali siano i vantaggi dall'adozione di tubi di migliori caratteristiche anche se non sono della serie « S » che non rappresenta certo l'optimum in fatto di miglioramenti tecnici.

Torino, 10 settembre 1947.

Raoul Zambrano.

Richiesto di un parere, mi trovo d'accordo, in linea di massima, col sig. Zambrano.

Da quanto risulta dai suaccennati verbali dell'ANIE appare infatti che nella normalizzazione del tubo convertitore non si è considerato il lato tecnico della questione, non meno importante, per la serietà e il buon nome della nostra industria, di quello commerciale. Con questo non intendo certo criticare la tecnica americana che utilizza largamente il tubo « 6SA7 » prescelto per detta unificazione, bensì richiamare l'attenzione sulle esigenze, sotto taluni aspetti più severe, cui debbono soddisfare i radioricevitori europei. È indiscutibile infatti che, per un complesso di motivi su cui non mi soffermo, la ricezione delle onde corte presenta in Europa un interesse molto superiore che non negli U. S. A.

Lo dimostra l'orientamento assunto da diversi anni dalla tecnica europea verso un continuo perfezionamento dei complessi a R. F., dei tubi convertitori, delle scale a lettura diretta, ecc.

Una elevata efficenza e stabilità nella ricezione delle onde corte costituisce attualmente (e con ogni probabilità anche nell'immediato futuro) un requisito che il costruttore deve tenere nel massimo conto. D'altra parte le condizioni del nostro mercato impongono il raggiungimento

(1) Questo valore ed i seguenti sono stati calcolati.

delle caratteristiche richieste con mezzi economici, specie nella produzione di grande serie. È chiaro perciò che i problemi cui debbono far fronte i costruttori europei ed americani sono alquanto divergenti e che, pertanto, non possono essere adottate le medesime soluzioni. La tecnica europea, infatti, subendo l'influsso di queste necessità ha creato i migliori tubi convertitori esistenti verso i quali la « Fivre » nell'immediato dopoguerra si era lodevolmente orientata. Il mutamento d'indirizzo decretato in sede « ANIE » non solo rappresenta, secondo il punto di vista suesposto, un regresso tecnico suscettibile di danneggiare la qualità della produzione nazionale, ma perturba altresì l'attività produttiva di talune industrie. I tubi convertitori pentagriglia funzionanti con reazione tra griglia e catodo non si prestano infatti per l'impiego di circuiti molto usati e convenienti in onde corte (per esempio il « Colpitt ») talchè i gruppi a R.F. basati su di essi divengono, con la prescrizione del tubo 6SA7, in utilizzabili: da ciò la necessità di intraprendere nuovi progetti e di rinnovare costose attrezzature.

Ritornando all'aspetto tecnico della questione osservo, infine, che i tubi *pentagriglia* non solo presentano una resistenza equivalente di rumore alquanto più elevata di quella dei convertitori *triodo-esodo*, ma sono anche molto meno stabili in frequenza e più soggetti al fenomeno del trascinamento: in particolare la frequenza di oscillazione varia notevolmente con la tensione di R.A.S.; ciò determina nella ricezione delle onde corte, di solito soggetta a evanescenze, sensibili dissintonie di andamento irregolare e un conseguente incremento dei disturbi, delle interferenze e delle distorsioni.

Ammesso però che questa unificazione sia presentemente giustificata da imprescindibili necessità contingenti, il suo carattere dovrebbe essere transitorio; ciò lascia sperare che in un secondo tempo il problema venga riesaminato dando il giusto peso alle esigenze tecniche e industriali.

Torino, 14 settembre 1947.

GIUSEPPE ZANARINI.

Inviando:

Lire 125

all'Amministrazione di

ELETTRONICA

CORSO MATTEOTTI, 42 - TORINO

potrete ricevere direttamente, franco di ogni spesa, il prossimo numero della Rivista in anticipo di circa 10 giorni sulla normale distribuzione.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

FIVRE

6V6 G

FIVRE

Bonetto

Sostituendo le valvole esaurite, il vecchio apparecchio ridarà audizioni perfette

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

I. P. Kinzer e I. G. Wilson: ***Correnti nella piastra di estremità e nella parete laterale di un risonatore a cavità cilindrica.*** (End plate and Side Wall Currents in Circular Cylinder Cavity Resonator). «The Bell System Technical Journal», XXVI, n. 1, gennaio 1947, p. 31-79 con 50 figure.

L'articolo riguarda lo studio della distribuzione della corrente di conduzione in regime stazionario sulla superficie interna di una cavità cilindrica a sezione circolare.

La corrente di conduzione che si determina sulla superficie di un corpo metallico immerso in un campo elettromagnetico è una grandezza che ha ancora significato fisico a differenza della grandezza tensione la quale, per lunghezze d'onda decimetriche o centimetriche, non ha più alcun valore neppure in prima approssimazione. Dato lo spessore di metallo interessato praticamente dalla corrente di conduzione, che per effetto pelle è assai piccolo, si può trascurare la distribuzione in profondità della corrente quale risulterebbe dalla risoluzione rigorosa delle equazioni di Maxwell e limitare lo studio alla distribuzione superficiale la quale presenta in pratica un interesse notevole.

Una cavità quale viene realizzata in funzione della sua utilizzazione deve soddisfare alla condizione di oscillare in corrispondenza a dati valori di frequenza con una determinata configurazione di campo elettromagnetico e dissipando per effetto Joule un minimo di potenza. Pertanto al progettista, si presenta il problema di impedire la formazione, nell'interno della cavità, di regimi parassiti, cioè di configurazioni di campo estranee a quelle per le quali la cavità è calcolata. Ora, se pure risulta impossibile eliminare completamente i regimi parassiti, si può però con opportuni artifici ridurne l'ampiezza sino a valori trascurabili di fronte all'ampiezza del campo elettromagnetico corrispondente al regime voluto. Tali artifici consistono essenzialmente nel porre adatte interruzioni nella superficie metallica in modo tale da creare una resistenza elevata alla corrente di conduzione prodotta dai regimi parassiti, senza aumentare sensibilmente la resistenza alla corrente prodotta dal regime voluto. Quindi risulta necessaria la conoscenza precisa dell'andamento delle linee di corrente e dell'ampiezza della corrente in ogni punto della superficie metallica della cavità ed in particolare nei due piatti circolari che chiudono il cilindro.

Si indichino con E_z, H_z rispettivamente le componenti del campo elettrico e del campo magnetico lungo l'asse z della cavità. Nell'articolo si esaminano sia il regime corrispondente a $H_z = 0$, sia il regime corrispondente a $E_z = 0$. Nel primo caso le linee di campo magnetico appartengono ai piani normali a z ed i regimi vengono indicati con il simbolo (TM), mentre nel secondo caso ai piani normali a z appartengono le linee di campo elettrico ed i regimi vengono indicati con il simbolo (TE). Come è noto ogni regime ha, in generale, una molteplicità di zone nodali di campo elettrico rispettivamente di ordine n lungo la coordinata radiale r e di ordine m lungo la coordinata trasversale φ. Le linee di corrente sulla superficie dei piatti terminali della cavità risultano in ogni punto ortogonali al vettore campo magnetico e quindi sono date dall'equazione differenziale:

$$dr/d\varphi = -rH_{\varphi}/H_r . \qquad [1]$$

La risoluzione della [1] porta alla determinazione delle configurazioni di corrente per ogni regime. Le figure 1, 2, 3 rappresentano i modi (TE) per $n = 3$ e rispettivamente per $m = 0, 1, 2$. Per ottenere i modi corrispondenti ad $n = 1$ oppure ad $n = 2$ basta considerare la parte della figura interna rispettivamente alla prima od alla seconda circonferenza a tratti.

La direzione e l'intensità della corrente superficiale sono date dalle linee e dalla colorazione delle figure. Le figure 4, 5, si riferiscono al modo (TM) per $n = 3$ ed $m = 0$ e $m = 1$; la figura 6 si riferisce al modo (TM) dato da $n = 2$, $m = 2$.

M. A.

FIG. 1 FIG. 2 Fig. 3
Linee di corrente (a tratto continuo) nelle piastre di estremità di una cavità cilindrica in regime (TE), nel caso della presenza, lungo il raggio, di tre zone nodali ($n = 3$). Le zone nodali lungo la coordinata traversale φ sono rispettivamente; 0 per la fig. 1, 1 per la fig. 2 e 2 per la fig. 3.

FIG. 4 FIG. 5 Fig. 6
Linee di corrente (a tratto continuo) nelle piastre di estremità di una cavità cilindrica in regime (TN) nel caso della presenza di tre zone nodali radiali ($n = 3$) per le fig. 4 e 5 e di 2 sole ($n = 2$) per la fig. 6. Le zone nodali lungo la coordinata trasversale φ sono rispettivamente 0 per la fig. 4, 1 per la fig. 5 e 2 per la fig. 6.

N. D. Webster e F. C. McPeak: ***Esperimenti di ascolto.*** (Experiments in Listening). «Electronics», XX, n. 4, aprile 1947, p. 90-95, con 6 figure e 4 tabelle.

La quasi totalità dei radioricevitori di onde modulate in ampiezza offre una qualità di riproduzione alquanto scadente. Ben pochi apparecchi sono progettati con particolare riguardo alla fedeltà ed anche questi non sono in grado di fornire una buona riproduzione per il motivo che il segnale giunge ad essi già distorto.

Senza entrare in merito alla responsabilità del mezzo in questo stato di cose (congestione dell'etere, disturbi ecc.), una delle principali ragioni di ciò può forse ricercarsi nella comune convinzione, assai radicata negli ambienti tecnici, che il medio ascoltatore non sia in grado di apprezzare una riproduzione di qualità e che, perciò, non sia necessario fare dell'alta fedeltà.

Per sincerarsi dell'attendibilità di questa ipotesi, non troppo convincente, se pure molto comoda per i radiocostruttori e per i concessionari di radiodiffusione, gli Autori hanno organizzato una serie di esperimenti di audizione di musica riprodotta con altissima fedeltà, adottando ogni possibile precauzione per evitare disturbi e distorsioni.

All'uopo è stato allestito un complesso stereofonico a due canali atto a fornire una resa uniforme da 40 a 12 000 Hz. Ogni canale comprende un amplificatore da 40 W e tre altoparlanti tra i quali l'intera gamma viene ripartita nel seguente modo: 40 ÷ 225 Hz, altoparlante con cono di 380 mm di diametro; 225 ÷ 800 Hz, altoparlante analogo al precedente; 800 ÷ 12 000 Hz, piccolo altoparlante con tromba multicellulare. Questi altoparlanti sono stati oggetto di molte prove per accertarsi dell'assenza di subarmoniche e di intramodulazione.

FIG. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore da 40 watt.

FIG. 2 - Schema elettrico della rete di smistamento per la suddivisione dell'intera gamma fra i tre altoparlanti.

Le caratteristiche degli amplificatori sono le seguenti: risposta in frequenza: 20 ÷ 17 000 Hz ± 1 dB; potenza di uscita: 40 W su carico di 850 ÷ 1200 Ω; distorsione di non linearità: minore dell'1 % a 40 W; livello di disturbi: — 70 dB al disotto della piena uscita indistorta; impedenza interna di uscita: minore di 15 Ω con 850 Ω di carico esterno; impedenza di carico: 500 ÷ 2000 Ω a piacere.

Le prove di audizione sono state effettuate da 175 ascoltatori scelti tra persone di diversa età, sesso e grado di istruzione (commercianti, proprietari di albergo, direttori di ritrovi, studenti, artigiani, ecc.) e consistevano nell'ascolto di musica riprodotta con diverse modalità e precisamente: *a*) riproduzione stereofonica di musica raccolta con microfoni opportunamente piazzati nell'orchestra; *b*) riproduzione come in *a*) ma con un solo canale (ossia non stereofonica); *c*) riproduzione non stereofonica di musica registrata.

Gli esperimenti sono stati ripetuti in diverse città e con ascoltatori diversi allo scopo di verificare la coincidenza o la diversità delle medie dei giudizi; si è inoltre provveduto a riprodurre diversi tipi di musica con diversi strumenti musicali.

I risultati complessivi possono riassumersi nei seguenti punti:

1) Tutti i presenti hanno chiaramente mostrato di apprezzare l'alta fedeltà e molti di essi hanno espresso il desiderio di possedere apparecchiature di questo genere malgrado l'elevato costo.

2) Il 46 % degli ascoltatori ha giudicato la musica riprodotta stereofonicamente addirittura superiore a quella ascoltata direttamente dall'orchestra; il 50 % equivalente ed il 4 % inferiore. Che la musica riprodotta possa apparire migliore di quella reale è un fatto paradossale soltanto in apparenza; disponendo, infatti, opportunamente i microfoni è possibile raggiungere, nella musica riprodotta, un più gradevole equilibrio tra le intensità dei vari strumenti [1].

3) Il 100 % degli ascoltatori ha preferito la riproduzione stereofonica a quella monofonica.

4) Il 67 % ha preferito la riproduzione diretta di musica eseguita da piccole orchestre locali a quella di musica registrata, nonostante che quest'ultima fosse originariamente eseguita da orchestre di fama nazionale.

Questi risultati dimostrano inequivocabilmente che l'ascoltatore medio non solo riconosce, ma apprezza l'elevata fedeltà talchè appare opportuno fornirgli la possibilità di gustare la buona musica con ricevitori di qualità. Questo fine sembra però difficilmente raggiungibile con la radiodiffusione a modulazione di ampiezza: esso è invece ottenibile con la modulazione di frequenza a condizione che si trasmettano programmi locali togliendo, cioè, di mezzo lunghissimi cavi e dozzine di amplificatori ripetitori nei quali la fedeltà viene perduta; in caso contrario la modulazione di frequenza servirebbe solo ad esaltare le distorsioni, le interferenze ed i rumori parassiti.

Gli esperimenti di audizione hanno mostrato che l'ascoltatore medio, contrariamente a quanto ritengono i concessionari della radiodiffusione, preferisce ad una mediocre riproduzione di una famosa orchestra, una perfetta riproduzione di un'orchestra comune [2]; la fama degli artisti e la risonanza del loro nome non appare perciò una buona ragione per giustificare i programmi centralizzati e la conseguente perdita della fedeltà. D'altra parte i programmi di eccezione potrebbero venire egualmente radiodiffusi previa registrazione ad alta fedeltà su nastro magnetico o su dischi ortofonici.

Ci auguriamo che in Italia, ove la radiodiffusione a modulazione di frequenza sarà attuata in prossimo futuro, si tengano presenti questi fatti e non si ripeta l'errore della centralizzazione dei programmi con conseguente annullamento dei pregi artistici del nuovo sistema. (*N.d.Rec.*)

G. Z.

(1) L'ascolto della musica riprodotta equivale a condurre nel luogo stesso ove sono collocati i microfoni. Tale luogo è più adatto, per buon ascolto, di una gran parte dei posti ove si trovano gli ascoltatori nella ricezione diretta. (*N. d. Rec.*)

(2) Infatti gran parte delle finezze musicali che il competente e l'amatore apprezzano nelle musiche eseguite da orchestre di eccezione, vengono perdute con una riproduzione non fedele.

E. D. PADGETT: *Trasmissione su 50 e 420 MHz.*

(Working on 50 and 420 Mc). «Radio Craft», XVIII, marzo 1947, p. 35, con 6 figure.

Vengono descritti due circuiti oscillatori sperimentali per le frequenze di lavoro di 50 ÷ 60 MHz e 400 ÷ 450 MHz.

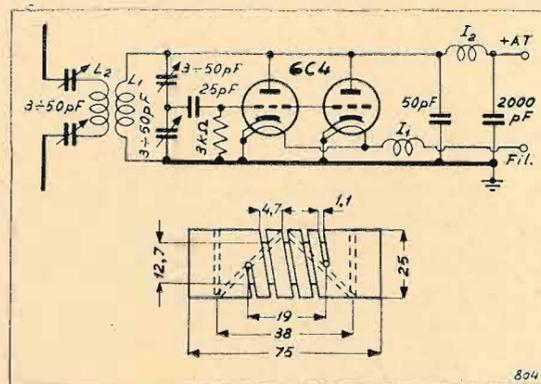



FIG. 1. Oscillatore per 50 MHz. $L_1 = 4$ spire filo di rame diametro 1 mm avvolte nelle gole di un tondino di polistirene come illustra la figura. $L_2 = 2$ spire di filo di rame diametro 1,2 mm, avvolte sopra L_1 secondo la linea tratteggiata in figura.

FIG. 2. - Oscillatore per 420 MHz con vista costruttiva dalla quale si rilevano le dimensioni della linea di Lecher costruita con piattina di ottone argentata.

Il primo di questi circuiti impiega 2 tubi 6C4 connessi in parallelo che oscillano in un circuito Colpitt sulla frequenza di circa 50 MHz. La potenza a radio frequenza si aggira sugli 8 ÷ 10 W e questo oscillatore con modulatore separato ed alimentazione mediante survoltore è molto adatto ad essere installato su auto od aerei.

La figura 1 mostra lo schema di questo oscillatore che non presenta alcuna difficoltà di attuazione ed il supporto per le bobine L_1 — L_2 con i relativi dati costruttivi.

Volendo costruire un oscillatore per le frequenze comprese fra 400 e 450 MHz è necessario servirsi di un tubo del tipo 6J6 (doppio triodo miniatura).

Il circuito è in controfase e mentre sulle griglie è accordato dalla capacità interelettrodica del tubo, sul circuito anodico è provvisto di linea di Lecher realizzata in modo diverso dal consueto, cioè con piattina di ottone argentato. La linea è alimentata al centro ed è sintonizzata ad un estremo da un condensatore di cui lo statore è costituito dalla stessa linea ed il rotore è ottenuto modificando un condensatore variabile del commercio come mostra la figura 2. Le dimensioni della linea e il condensatore sono indicati dalla figura 2. L'induttanza di griglia è costituita da una sola spira di filo di rame di 1 mm avvolta con diametro di 6,3 mm e saldata allo zoccolo del tubo.

Le induttanze di arresto I_1, I_2, I_3, I_4, consistono ciascuna in 6 spire di filo di rame stagnato diametro 1 mm spaziate 1,6 mm e avvolte con un diametro interno di 6,3 mm.

Questo circuito è di particolare interesse per chi si cimenti per la prima volta con le onde ultra corte e per la sua realizzazione è solo necessario prestare attenzione alle dimensioni del circuito e alle disposizioni dei componenti che acquistano particolare importanza alle lunghezze di onda inferiori al metro.

Durante la messa a punto del circuito è bene verificare con un milliamperometro che la corrente anodica non ecceda i 17 mA.

R. Z.

SERVIZIO DI LIBRERIA

«Elettronica» apre, a favore dei suoi lettori, un servizio di libreria. Gli abbonati alla rivista godranno di uno **sconto del 10%** sui prezzi di tutti i volumi messi in vendita.

Ecco l'elenco delle opere disponibili attualmente:

G. DILDA: *Radiotecnica.* Vol. I. Elementi propedeutici. III Ediz. 1946 (vol. di 352 pagine con 214 figure). Prezzo L. 1000

G. DILDA: *Radiotecnica.* Vol. II, Radiocomunicazioni e Radioapparati. III Ediz. 1945 (vol. di 378 pagine con 247 figure). Prezzo L. 1200

G. DILDA: *Radioricevitori.* II Ediz. 1947 (Un vol. litografato di 335 pagine con 108 figure). Prezzo L. 1000

M. DELL'AIRA: *Gli oscillatori elettrici.* Parte I. La stabilità e instabilità degli stati d'equilibrio (Un vol. litografato di 144 pagine, con 96 figure). 1947 Prezzo L. 350

B. PERONI: *Antenne e propagazione delle onde elettromagnetiche.* (Un vol. litografato di 372 pagine con 119 figure) 1945.

E. WRATHALL - R. ZAMBRANO: *Teoria calcolo e costruzione dei traslatori per altoparlante.* (Un vol. litografato di 42 pagine con 17 figure) 1945. Prezzo L. 80

G. SACERDOTE E C. BASILE: *Tubi elettronici e loro applicazioni.* (Un vol. litografato di 324 pagine con 197 figure) 1936. Prezzo L. 500

Nel prossimo numero verranno date indicazioni per la prenotazione e l'acquisto del «Vade Mecum delle Valvole» contenente i dati di tutte le valvole fino ad oggi costruite, comprese quelle Russe e quelle Giapponesi.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

LIBRI

M. Dell'Aira: *Gli oscillatori elettrici.* Parte I: *La stabilità e instabilità degli stati d'equilibrio.* B. Pepitoni, Roma, 1947. Un volume litografato di 144 pagine, con 96 figure. Prezzo L. 350.

B. Peroni: *Antenne e propagazione delle onde elettromagnetiche.* M. Dell'Aira, Roma, 1945. Un volume litografato di 372 pagine con 119 figure.

A. N. Goldsmith, A. F. Van Dyck, R. S. Burnap, E. T. Dickey, G. M. K. Baker: *Television.* Volume III (1938-1941) dicembre 1946, di 486 pagine, rilegato in tela e Volume IV (1938-1946) gennaio 1947, di 510 pagine rilegato in tela - Editi dalla R.C.A. Princeton, New Jersey.

È la raccolta di tutti i principali articoli pubblicati sulla televisione negli anni indicati per ciascun volume.

The Radio Amateur's Handbook - Ediz. 1947, Edito dalla American Radio Relay League Inc. - West Hartford, Connecticut, S.U.A. Un volume di 468 pagine con 2106 figure oltre a 152 pagine di catalogo. Prezzo negli S.U.A. Doll. 1,25.

RIVISTE

(*I sommari non sono completi ma contengono prevalentemente gli articoli attinenti alla radiotecnica*).

L'Elettrotecnica. XXXIV. n. 8, agosto 1947.

Armoniche di tensione e di corrente nelle piccole macchine elettriche rotanti (*A. Asta*), p. 302; Sul funzionamento monofase dei motori asincroni (*G. Di. Vito*), p. 315; Un resistore zavorra per circuito di prove ad alta tensione (*P. De Pol*), p. 320; Perdite per correnti parassite nelle espansioni polari massiccie degli alternatori (*G. Babello*), p. 324; Trasformatori per saldatrici ad arco (*C. Di Pieri*), p. 334.

L'Elettrotecnica. XXXIV, n. 9, settembre 1947.

Galileo Ferraris, il campo magnetico rotante e il motore asincrono (*G. Silva*), p. 346; Gli impianti elettrici della società «Montecatini» (*C. Castellani*), p. 378.

Ricerca Scientifica e Ricostruzione. XVII, n. 7-8, luglio-agosto 1947.

Il cinquantenario della radio (*V. Gori*), p. 1071; Impedenza meccanica specifica dei tubi di piccola sezione (*I. Barducci*), p. 1114; Capacimetro con rivelatore a quarzo (*P. G. Bordoni, D. Sette*), p. 1122; Sulla variazione temporanea di permeabilità a bassi valori di campo in seguito a smagnetizzazione (*G. Montalenti*), p. 1152; Esperimenti di induzione nucleare (*A. Bolle, G. Puppi, G. Zanotelli*), p. 1165; Nuovo procedimento rapido per il calcolo delle serie Fourier e Patterson (*G. Lovera, M. Milone*), p. 1166; Sul comportamento polarografico del bismuto e dell'antimonio (*L. Riccoboni, M. Zotta*), p. 1169.

L'Antenna. XIX, n. 13-14, luglio 1947.

Dal riproduttore elettroacustico all'aereo (*A. Azzali*), p. 310; Nomogramma per il calcolo delle impedenze e degli sfasamenti (*V. P.*), p. 315; Caratteristiche e dati di funzionamento del tubo EF51, p. 317; Indicatore di sovramodulazione (*i 1 W K*), p. 321; Calcolo di un trasformatore di uscita per P. P. (*R. Sellari*), p. 323; Tabella di conversione dei diametri dei fili da «gauges» in millimetri e viceversa (*L.B.*), p. 324; Consulenza (*G. Termini*), p. 325.

Bollettino d'informazioni C. C. E. VIII, n. 2, marzo-aprile 1947.

Radio Schemi. N. 5, 6, 7, 8, 1947.

Radio Industria. VI, n. 5-6 1947.

La Télévision Française. N. 26, 27, 28, giugno, luglio, agosto 1947.

Rivista Electrotecnica. XXXIII, n. 6, 7, 8, giugno, luglio, agosto 1947.

La Radio Revue. I, n. 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, da gennaio ad agosto 1947.

R. C. A. Review. VIII, n. 2, giugno 1947.

Annales des Télécommunications. III, gennaio, febbraio, marzo e aprile 1947.

The General Radio Experimenter. XXI, n. 12, maggio 1947; XXII, n. 1 e 2, giugno e luglio 1947.

Radio Craft. XVIII, n. 11 e 12, agosto e settembre 1947.

The Engineers' Digest. VIII, n. 8 e 9, agosto e settembre 1947.

Le Hautparleur. XXXIII, n. 798 (agosto), 799 e 800 (settembre), 1947.

Radio News. XXXVIII, n. 2 e 3, agosto e settembre 1947.

Revista Telegrafica. Agosto 1947.

R.C.A. Etectronic Tubes.

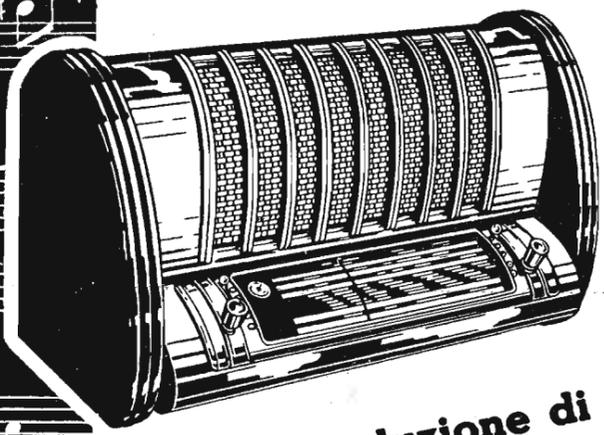
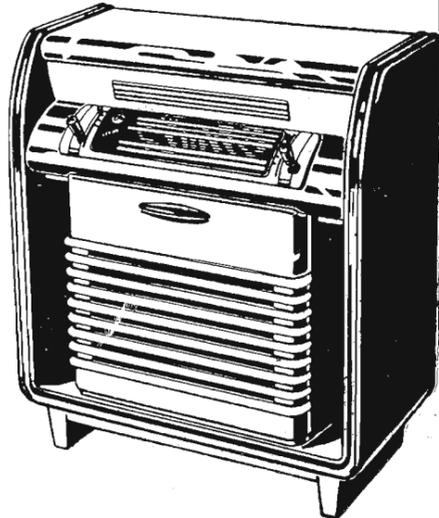
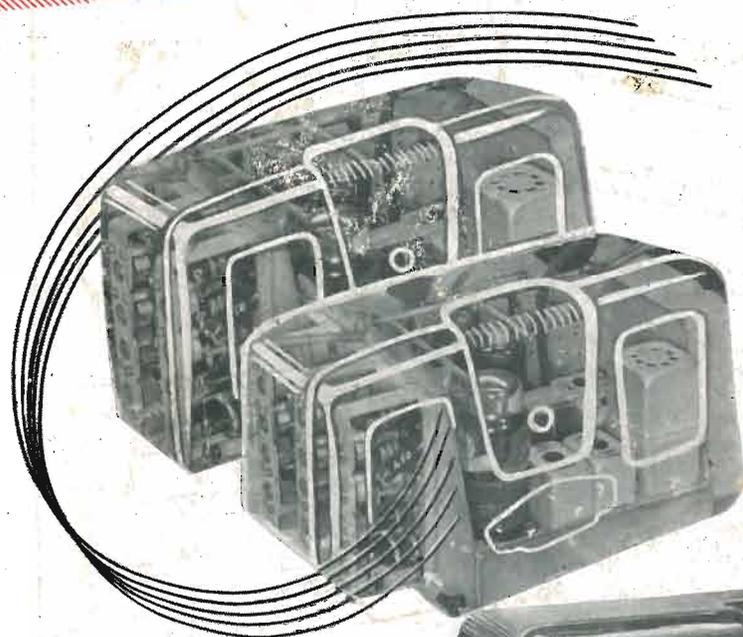
La Radio en France. Vol. VII.

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

INGEGNERE ARCHITETTO Italiano (Piemontese)

Intenderebbe assumere mansioni pari titoli accademici, in Argentina. Ampie referenze con lavori eseguiti. Specializzato in costruzioni edili - Ville. Case. Ospedali. Stabilimenti industriali. Stadi sportivi. Cinema. Teatro. Studi razionali per l'acustica architettonica per Teatri. Cinema. Auditorium. Calcoli cemento armato. Progetti. Capitolati. Preventivi particolareggiati. Direzione lavori.

INDIRIZZARE: **Dott. Arch. VENTURELLI ENZO**

Studio Tecnico Costruzioni Edili Civili Industriali
Via S. Quintino 18 - Torino (Italia).

2 IN 1

2 GRUPPI D'ALTA FREQUENZA SEPARATI E DISTINTI

2 CONDENSATORI VARIABILI MULTIPLI INDIPENDENTI

2 SINTOGRAMMI ECC.

2 RADIORICEVITORI IN **1**

MOD. 589

LABORATORIO RIPARAZIONI
VIA SALVINI 1 • MILANO

Supereterodina 5 valvole più occhio magico - 4 gamme d'onda normali (lunghe, medie, corte cortissime) - 5 sottogamme d'onde corte a banda allargata.

SOC. AN.
FIMI
SARONNO - MILANO